SETTEMBRE 1957 9

Crisi Ricorrente

Ogni mese, con cronometrica regolarità, siamo soliti a mettere a fuoco un argomento di palese interesse generale del complesso settore Radio-TV. Molteplici sono infatti gli argomenti che si presentano via via alla ribalta dell'attualità toccando sovente cospicui interessi industriali e commerciali. Ma fra i moltissimi argomenti di varia natura passati al vaglio della nostra disamina mensile uno di essi si è ripresentato svariatissime volte quasi come un fenomeno di ricorrenza stagionale: intendo alludere allo spinoso problema dei programmi TV.

Già è stato detto e ripetuto che tale questione costituisce il cardine dello sviluppo della TV in ogni paese dotato di questo moderno servizio, coinvolgendo tutte le complesse attività dirette ed indirette legate a notevoli interessi in piano sociale e nazionale.

Il "programma" è il punto di partenza nonchè il fulcro di sostegno di ogni cosa: già ci siamo dilungati in altre occasioni di ricorso della crisi oggi di nuovo in atto. E nella nostra disamina critica, dopo aver individuato le cause avevamo anche accennato chiaramente ai possibili rimedi; rimedi comunque tutt'ora, anzi ora più che mai, validi e auspicabili senza il minimo indugio. Riprendendo quindi oggi questo importante e dibattuto argomento desideriamo chiarire ulteriormente alcuni concetti già accennati in altre occasioni e recentemente ripresi e discussi nel Convegno del Centro culturale dell'Università Cattolica (spettacolo, cinema, radio e TV) testè svoltosi a Bolzano. Vogliamo anzi riferirci alla chiara e brillante relazione di Don Pisoni direttore de l'Italia, nella quale sono state esaminate con raro acume e buon senso alcune fra le tipiche situazioni che oggi sembrano ostacolare le programmazioni della TV.

Abbiamo detto "sembrano" perchè mentre dagli organi responsabili della RAI, l'attuale sciattezza e mediocrità dello stile dei programmi TV viene attribuita alle limitazioni imposte da una doverosa censura, in realtà nella citata relazione di Don Pisoni, è da attribuirsi unicamente a mancanza di idee e di gusto.

In altre parole, riconosciuta l'indispensabilità di una censura preventiva ai programmi televisivi destinati ad entrare in ogni casa senza una qualsiasi possibile discriminazione fra telespettatori d'ogni età, d'ogni ceto e d'ogni cultura, non è affatto impossibile concepire ed allestire degli ottimi programmi TV di grande interesse e valore intrinseco, senza cadere nel tedio e nella sciattezza come purtroppo sta accadendo da qualche tempo in qua nel nostro paese, con disastrosi effetti nello sviluppo generale delle attività collaterali del settore TV.

E poichè siamo in tema di genere di programmi TV, vogliamo anche accennare al film cinematografico sempre fondamentalmente gradito dal nostro pubblico. E' stato detto da persone addentro nel settore programmi RAI-TV che vi è grande scarsità di buoni film disponibili, d'onde la loro limitata programmazione. Ci risulta che questa è una ragione fasulla, perchè è unicamente una questione di danaro. Pagando adeguatamente si possono ottenere molti ottimi film, anche se non di recente fattura, che costituirebbero la soddisfazione e l'attrattiva di una immensa coorte di telespettatori. Uno o due buoni film (anche vecchi ma veramente buoni) alla settimana rialzerebbero notevolmente le sorti della TV.

Sempre nel campo film, inoltre, non si vede perchè non si possano realizzare in Italia delle catene di brevi episodi a serie (ad esempio del genere poliziesco); senza ricorrere alla loro importazione dall'estero.

(il testo continua a pag. 431)

Principî dei Sistemi Elettronottici Riceventi in Televisione per la

In questa terza parte che conclude il paragrafo dedicato alle lenti elettriche, si tratta della lente elettrostatica costituita da due cilindri coassiali offiancati e mantenuti a due potenziali diversi, delle lenti di apertura e delle lenti catodiche.

d) Lente elettrostatica a due cilindri coassiali affiancati mantenuti ai potenziali V_1 e V_2 rispettivamente.

Questo caso si presenta assai frequentemente ed è schematizzato in fig. 18. Come sistemi di assi coordinati si assume l'asse z dei cilindri e l'asse r ad esso perpendicolare nell'origine o simmetricamente disposto fra i due cilindri. Si tratta di un sistema a simmetria assiale. Conviene in questo caso esprimere l'equazione di Laplace in coordinate cilindriche:

$$\frac{\partial^2 V_a}{\partial z^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial V_a}{\partial r} \right) = 0 \qquad [70]$$

La soluzione analitica diretta della [70] è quasi sempre irta di difficoltà. Si usa allora considerare il potenziale V_a

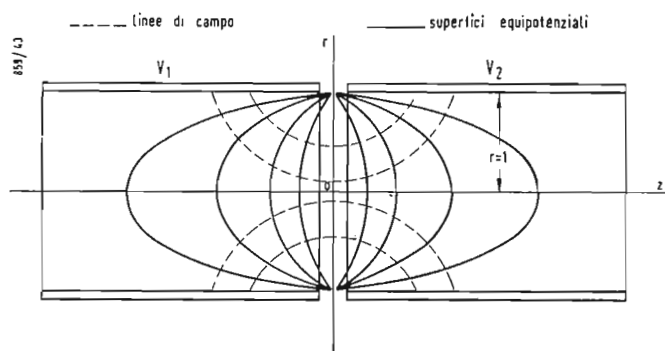



Fig. 18 - Lente elettrostatica a due cilindri coassiali affiancati.

come una combinazione lineare di funzioni V_{ak} a loro volta prodotti di una funzione F_k (2) della sola variabile z, per una funzione G_k (r) della sola r:

$$V_{ak} (r;z) = F_k (z) \cdot G_k (r) \qquad [71]$$

$$V_a (r;z) = V_{a1} + V_{a2} + \ldots\ldots V_{ak} + \ldots\ldots = \Sigma k \, V_{ak} \qquad [71']$$

Con questa introduzione la [70] si spezza in due ordinarie equazioni differenziali in F e G:

$$\frac{1}{F_k} \frac{d^2 F_k}{d z^2} = - k^2; \qquad \frac{1}{r \, G_k} \frac{d}{d r} \left(r \frac{d \, G_k}{d r} \right) = k^2 \qquad [72]$$

con k^2 = parametro di separazione delle variabili.

La prima delle [72] ha per soluzione:

$$F_k (z) = A_1 \, e^{ikz} + A_2 \, e^{-ikz} \qquad [73]$$

La seconda delle [72] ammette la soluzione complessa:

$$G_k (r) = A_3 J_o (i \, k \, r) + A_1 N_o (i \, k \, r) \qquad [74]$$

in cui J_o è la funzione di Bessel di ordine zero per l'argomento $i \, k \, r$, N_o è la funzione di Neumann per lo stesso ordine e lo stesso argomento.

Allora dalla [71'] si ha:

$$V_a \; (r; \; z) \; = \; \sum_1^{\infty}{}_k \; A_k \; F_k (z) \; G_k (r) \qquad [75]$$

Ma le variazioni di k sono continue, per cui alla sommatoria si deve sostituire l'integrale esteso all'intero campo complesso:

$$V_a \, (r; z) = \int A \, (k) \; F \, (z; k) \; G \, (r; k) \; d \, k \qquad [76]$$

A (k) non dipende nè da z, nè da r, e si determina colle condizioni al contorno.

Considerando che all'aumentare di z il potenziale si conserva finito, si possono ritenere nulli tutti i termini con k complesso; cioè i coefficienti di N_o sono nulli; inoltre si prendono in considerazione le sole funzioni *seno* perchè l'espressione

$$\left(V_a - \frac{V_1 + V_2}{2} \right) \text{ è dispari in } z.$$

Con queste ipotesi semplificative la [76] diviene:

$$V_a \, (r; z) = \int_o^{\infty} B \, (k) \, I_o \, (ikr) \, \text{sen} \, k \, z \, d \, t + \frac{V_1 + V_2}{2} \qquad [77]$$

Per il calcolo del coefficiente B (k) si pone $r = 1$ alla superficie dei cilindri supposti isodiametrali; allora per $z < o$ si ha $V_a (1; z) = V_1$ e per $z > o$ si ha $V_a (1; z) = V_2$.

Si trova:

$$B \, (k) = \frac{V_2 - V_1}{\pi \; k \; J_o \; (i \; k)} \; (1 - \lim_{z \to \infty} \cos kz).$$

Introducendo questo valore di B (k) nella [77], si ottiene:

$$V_a \, (r; z) = \frac{1}{\pi} \int_o^z \frac{V_2 - V_1}{k \, J_o \, (i \, k)} \; J_o \, (i \, k \, r) \, \text{sen} \, (k \, z) \, d \, k \; +$$

Usati nei Tubi Trasmittenti e Scansione Elettronica

(parte terza)

dott. ing. Antonio Nicolich

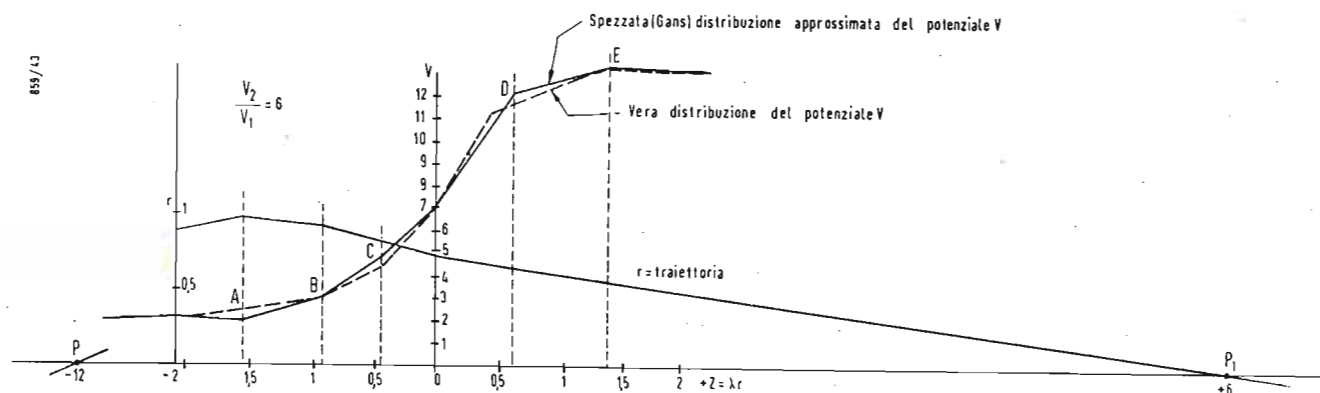



Fig. 19 - Distruzione del potenziale vera (curva tratteggiata) ed approssimata (metodo Gans) e traiettoria elettronica per la lente elettrica a due cilindri coassiali isodiametrali di fig. 18, per $V_2/V_1 = 6$ e $V_1 = 2$.

$$+ \frac{V_1 + V_2}{2} \qquad [78]$$

Ritornando alla distribuzione del potenziale V lungo l'asse, si trova:

$$V(z) = \frac{V_1 + V_2}{2} + \frac{1}{\pi} \int_o^\infty (V_2 - V_1) \frac{\text{sen } k z}{k J_o (i k)} d k \qquad [79]$$

mentre le sue prime due derivate sono fornite dalle:

$$\frac{dV(z)}{d z} = \frac{1}{\pi} \int_o^\infty (V_2 - V_1) \frac{\cos k z}{J_o (i k)} d k \qquad [79']$$

$$\frac{d^2 V(z)}{d z^2} = - \frac{1}{\pi} \int_o^\infty (V_2 - V_1) \frac{k \text{ sen } kz}{J_o (i k)} d k \qquad [79'']$$

Le [79], [79'] e [79''] non sono risolvibili per via analitica; si ricorre perciò a metodi approssimati usando formule semplificate. Applichiamo il metodo del Gans al caso della figura 18, seguendo Zworykin e Morton.

Si suppone che $V_2/V_1 = 12/2 = 6$. L'integrazione della [79] dà i seguenti valori, coi quali si è costruita la curva tratteggiata di fig. 19, che fornisce la distribuzione del potenziale lungo l'asse; si noti che le ascisse z sono computate in termini di raggi r della lente, secondo l'ipotesi sopra introdotta di adottare come unità di misura delle lunghezze detto raggio r:

z	— 2	— 1,6	— 1,2	— 1	— 0,8	— 0,4
V	2,05	2,16	2,44	2,70	3,12	4,58

z	0,0	+ 0,3	+ 0,7	+ 1,1	+ 1,5	+ 1,9
V	7,00	8,88	10,62	11,45	11,79	11,93

Se $V_2/V_1 \neq 6$ la tabella vale ancora purchè i suoi valori vengano addizionati di un'opportuna costante.

Si sostituisca alla curva in fig. 19 una spezzata di 6 segmenti definiti dai punti $A\ B\ C\ D\ E\infty$, nei quali i potenziali e le loro derivate prime (gradienti di potenziale) assumono i valori:

Punto	z	v	dV/dz
A	— 1,60	2,0	1,09
B	— 0,96	2,7	3,20
C	— 0,46	4,3	5,95
D	+ 0,60	10,6	1,75
E	+ 1,40	12,0	0
∞	—	—	

Si supponga che il 1° tratto della spezzata fino al punto A sia seguito da un'elettrone che per $z = 12\,r$ giace in P sull'asse, quindi lo abbandona formando con esso un angolo φ tale che tg $\varphi = 0{,}096$; è questa l'inclinazione o pendenza iniziale della traiettoria; la sua velocità nel momento

in cui lascia l'asse corrisponda a $V = 2$. Si assume P come punto oggetto, si vuol determinare il punto P_1 immagine elettronica di P, pure giacente sull'asse. Giunto in A l'elettrone, la sua traiettoria presenta una discontinuità. La distanza di A dall'asse vale $r_A = 1$, cioè A giace sulla superficie del 1° cilindro, a sinistra di A la pendenza è quella iniziale, cioè $\frac{d\,r'_A}{d\,z} = 0{,}096$; a destra di A la pendenza assume il valore dato dalla [68]:

$$\frac{p\,r_{A2}}{d\,z} = \frac{d\,r_{A1}}{d\,z} - \frac{r}{4\,V}\left[\left(\frac{d\,V}{d\,z}\right)_2 - \left(\frac{d\,V}{d\,z}\right)_1\right] = 0{,}096 - \frac{1 \cdot (1{,}09 - 0)}{4 \cdot 2} = 0{,}04$$

Dalla [66] si ha che per il segmento AB, la costante K vale:

$$K = \frac{d\,r}{d\,z} \cdot \sqrt{V} = -\,0{,}04\,\sqrt{2} \cong -\,0{,}057$$

per cui la pendenza a sinistra di B, ancora per la [66], vale:

$$\frac{d\,r_{B1}}{d\,z} = \frac{K}{\sqrt{V}} = \frac{-\,0{,}057}{\sqrt{2{,}7}} \cong -\,0{,}035.$$

La quota di B è calcolabile con la [67]:

$$r_B = 1 + \frac{-\,2 \cdot 0{,}057 \cdot (\sqrt{2{,}7} - \sqrt{2})}{1{,}09} \cong 0{,}975$$

Procedendo in modo del tutto analogo per ciascun punto di discontinuità della spezzata si determina i valori della loro distanza r dall'asse, delle pendenze a sinistra e a destra e della grandezza K; si può così compilare la seguente tabella riassuntiva dei risultati ottenuti:

Punto	r	$\frac{d\,r_1}{d\,z}$	$\frac{d\,r_2}{d\,z}$	K
A	1	+ 0,096	— 0,04	— 0,057
B	0,97	— 0,035	— 0,22	— 0,366
C	0,88	— 0,18	— 0,32	— 0,657
D	0,62	— 0,20	— 0,14	— 0,459
E	0,51	— 0,13	— 0,11	

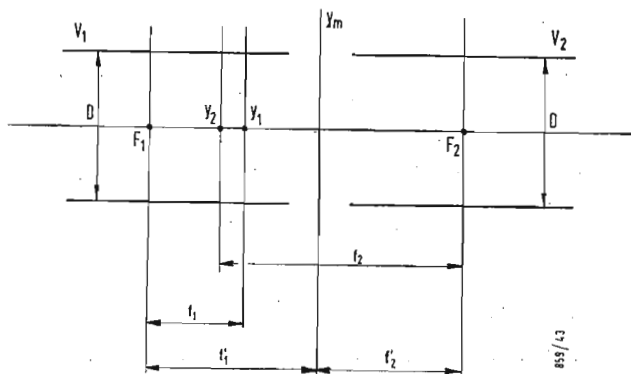



Fig. 20 - Punti cardinali della lente elettrostatica a cilindri isodiametrali.

Giunto in E l'elettrone procede rettilineamente abbassandosi verso l'asse con pendenza — 0,11, perciò lo interseca nel punto P_1 che dista da E di 0,51/0,11 = 4,6 raggi di lente; siccome E dista dal punto oggetto di P di r (12 + + 1,4) = 13,4 r, si vede che il punto immagine P_1 dista da P di r (13,4 + 4,6) = 18 r, cioè P e P_1 sono separati da una distanza uguale a 18 raggi di lente.

La determinazione della traiettoria col metodo grafico del Gans richiede la conoscenza della curva di distribuzione del potenziale V lungo l'asse, il che presenta gravi difficoltà, come si è detto. Un'espressione approssimata di V, fra le molte proposte, di uso pratico è la seguente:

$$V\,(z) = \frac{1}{\pi}\,(V_2 - V_1)\,\mathrm{tg}\,(1{,}315\,z) + \frac{V_1 + V_2}{2} \quad . \qquad [80]$$

Per risolvere l'equazione del raggio si ricorre sovente alla funzione C detta *convergenza del raggio*, perchè è il reciproco della proiezione sull'asse del segmento limitato dal punto generico (a distanza r dall'asse) e dall'intersezione di questo col segmento stesso:

$$C = -\frac{1}{r}\,\frac{dr}{dz} = -\frac{1}{r}\,\mathrm{tg}\,a \qquad [81]$$

in cui a è l'angolo ottuso formato dal segmento con la direzione positiva dell'asse delle z. L'equazione del raggio [57] in funzione di C assunta come variabile indipendente assume la forma:

$$C' = C^2 - \frac{C}{2V}\,\frac{dV}{dz} + \frac{1}{4V}\,\frac{d^2\,V}{dz^2} \qquad [82]$$

Si applica la [82] per tutto il tratto curvo della traiettoria; quando questa diviene rettilinea si procede facilmente per extrapolazione grafica.

In fig. 20 è schematizzata una lente elettrostatica a due cilindri coassiali di egual diametro D; il 1° anodo è mantenuto al potenziale V_1, il 2° anodo al potenziale V_2 rispetto al catodo emittente gli elettroni. In essa Y_m è il piano di simmetria meccanica; F_1, F_2, Y_1 e Y_2 sono i punti focali e principali del sistema, cui corrispondono i relativi piani, dei quali sono visibili le intersezioni col piano del foglio; f_1 e f_2 sono le distanze focali contate a partire come d'uso dai piani principali ($f_1 < 0$; $f_2 > 0$); f'_1 e f'_2 sono ancora le distanze focali contate però a partire dal piano Y_m.

Per la determinazione dei punti cardinali della lente serve il diagramma di fig. 21 avente per ascisse i rapporti V_2/V_1 della tensione del 2° anodo alla tensione del 1° anodo e per ordinate delle quattro curve rispettivamente i rapporti f_1/D, f_2/D, f'_1/D, f'_2/D delle distanze focali al diametro del tubo. Questi diagrammi sono il risultato dello studio analitico delle lenti elettriche a 2 cilindri coassiali isodiametrali.

Se i due anodi hanno diametri diversi valgono i grafici di fig. 22 dove le ascisse sono i rapporti D_2/D_1 del diametro D_2 del secondo anodo al diametro D_1 del 1° anodo; le 12 curve di fig. 22 forniscono i rapporti delle distanze focali al diametro del 1° anodo in funzione di D_2/D_1 e del

parametro V_2/V_1, rapporto fra le tensioni di 1° e 2° anodo. I grafici delle fig. 21 e 22 caratterizzano completamente le proprietà elettronottiche della lente e permettono quindi di calcolare la posizione del 1° incrocio P quando sia nota la distanza del 2° incrocio P_1 dal centro della lente alla schermo, o viceversa di calcolare i potenziali della lente quando siano fissate le posizioni del 1° e 2° incrocio.

e) *Lenti di apertura.*

Il caso tipico di una lente di apertura a due diaframmi forati con diametro D del foro, posti a distanza d e mantenuti rispettivamente ai potenziali V_1 e V_2 è quello contemplato in fig. 17. Esso trova applicazione nei proiettori elettronici dei tubi R. C.

Le lunghezze focali nel caso di $d \gg D$ sono date dalle [56] e [57]. I punti e i piani principali si trovano (entrambe le coppie) a destra del diaframma a più bassa tensione ($V_1 < V_2$) alle distanze h e h' contate a partire dal piano di simmetria della lente, fornite dalle relazioni:

$$h = -\frac{d}{2} - \frac{4d}{3} \frac{V_1}{(V_2 - V_1)} \quad [83];$$

$$h' = -\frac{5d}{6} - \frac{4d}{3} \frac{V_1}{(V_2 - V_1)} \quad [83'].$$

Se per contro e $d \ll D$ l'equazione che dà la distribuzione del potenziale lungo l'asse si semplifica così:

$$V = \frac{V_1 + V_2}{2} + \frac{(V_2 - V_1)}{2} \frac{z}{[(D/2)^2 + z^2]^{1/2}} \quad [84]$$

I punti cardinali si determinano integrando l'equazione del raggio servendosi della [84] per i desiderati valori del rapporto V_2/V_1.

Per valori del rapporto d/D diversi dagli estremi sopra considerati si deve dapprima determinare la curva di variazione del potenziale lungo l'asse con uno dei metodi approssimati o per mezzo del « truogolo elettrolitico ». La figura 23 fornisce, in funzione del rapporto V_2/V_1, i valori del diametro dell'apertura alla lunghezza focale f se contata a partire dai piani principali, ovvero f' se contata dal piano di simmetria Y_m meccanico della lente, per d trascurabile e per $d = 2D$.

Analogamente la fig. 24 dà, in funzione di V_2/V_1, i valori dei rapporti della distanza d fra i due diaframmi forati al doppio della distanza focale $2f$, ovvero $2f'$, per d grande rispetto al diametro D dell'apertura, precisamente per $d = 2D$ e $d \to \infty$, ossia molto maggiore di D.

I più sensibili scostamenti delle ultime due coppie di curve si verificano per $V_2/V_1 > 4$ e per piccole distanze focali, ossia per forte potere rifrangente della lente.

f) *Lenti catodiche.*

Le proprietà delle lenti con elettroni entranti con velocità nulla differiscono notevolmente da quelle delle lenti sopra descritte. Questo stato di cose si verifica quando la zona in cui l'elettrone entra nel sistema è a potenziale zero; ciò equivale ad un indice di rifrazione nullo, per cui anche la prima lunghezza focale è nulla ed il primo piano principale cade sull'oggetto. Se gli elettroni fossero emessi dal catodo-oggetto con velocità veramente zero, il piano immagine risulterebbe completamente indeterminato; si ammette perciò che gli elettroni posseggono una piccolissima velocità radiale per poter determinare la posizione dell'immagine e il suo ingrandimento. In pratica la velocità ammette componenti radiali ed assiali non trascurabili, alle quali sono imputabili alcune aberrazioni elettronottiche. La fig. 25 schematizza la più semplice lente catodica formata da due cilindri equidiametrali e coassiali; il primo è breve e terminato da una superficie piana conduttrice a potenziale zero costituente l'oggetto (fotocatodo in un

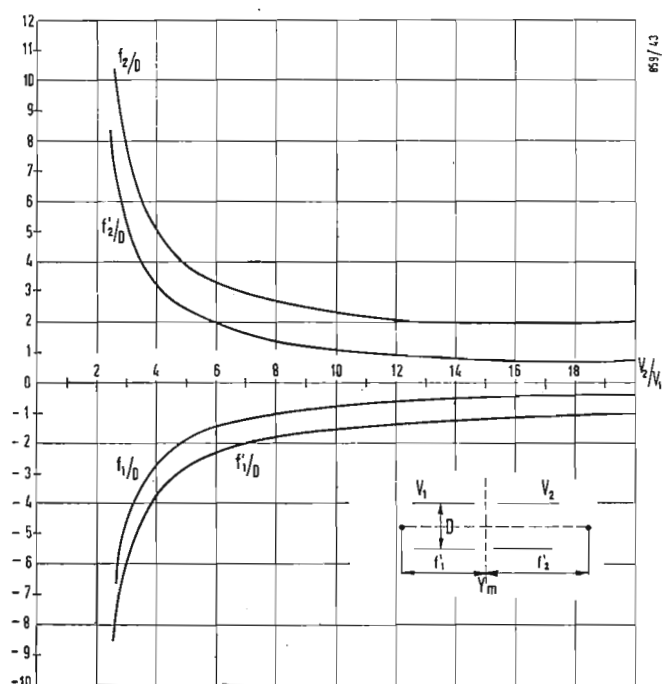



Fig. 21 - Grafici per la determinazione dei punti cardinali della lente elettrostatica a cilindri isodiametrali.

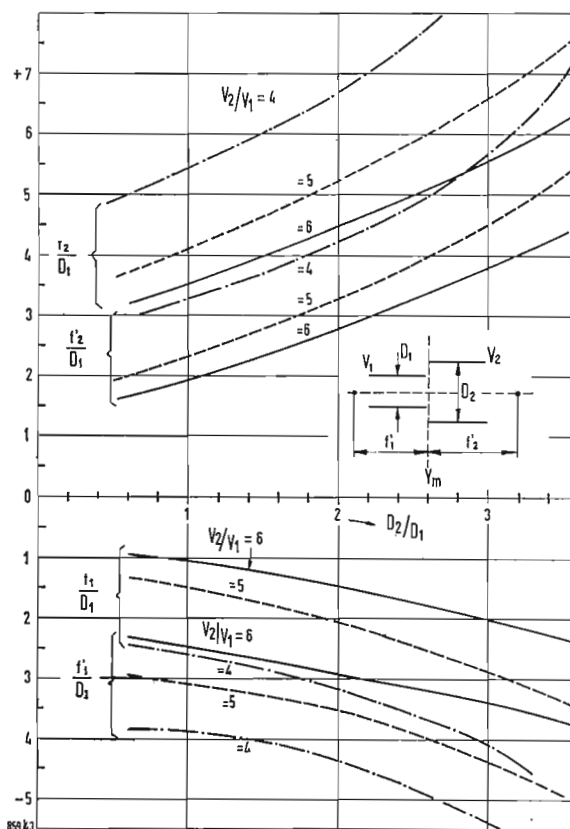



Fig. 22 - Grafici per la determinazione dei punti cardinali della lente elettrostatica a cilindri di diverso diametro.

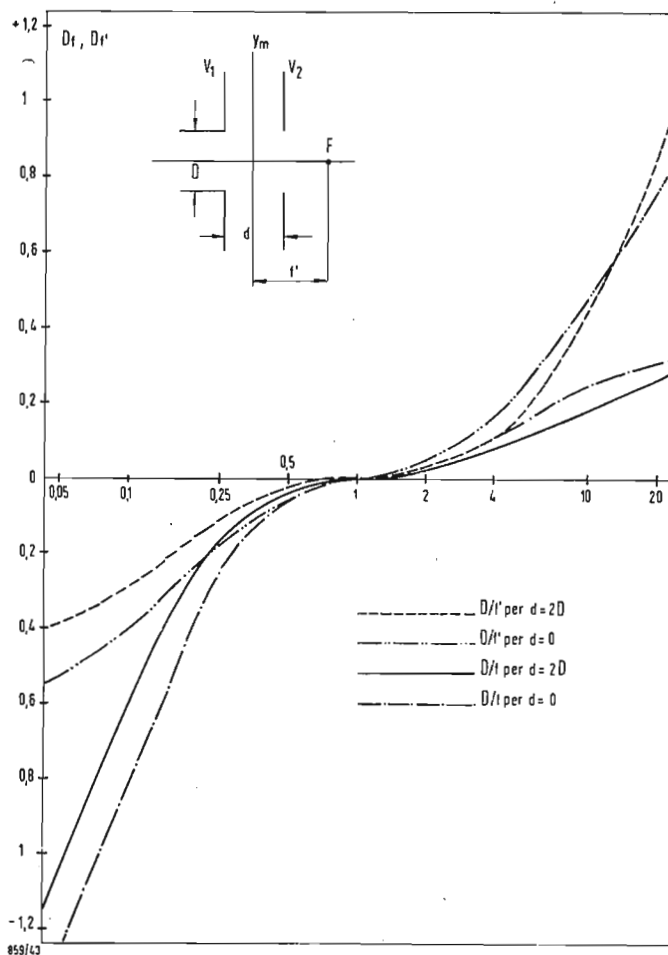



Fig. 23 - Grafici per la determinazione dei punti cardinali di una lente di apertura a due diaframmi forati con egual diametro D, posti a distanza d, per $d = 0$ e $d = 2$ D.

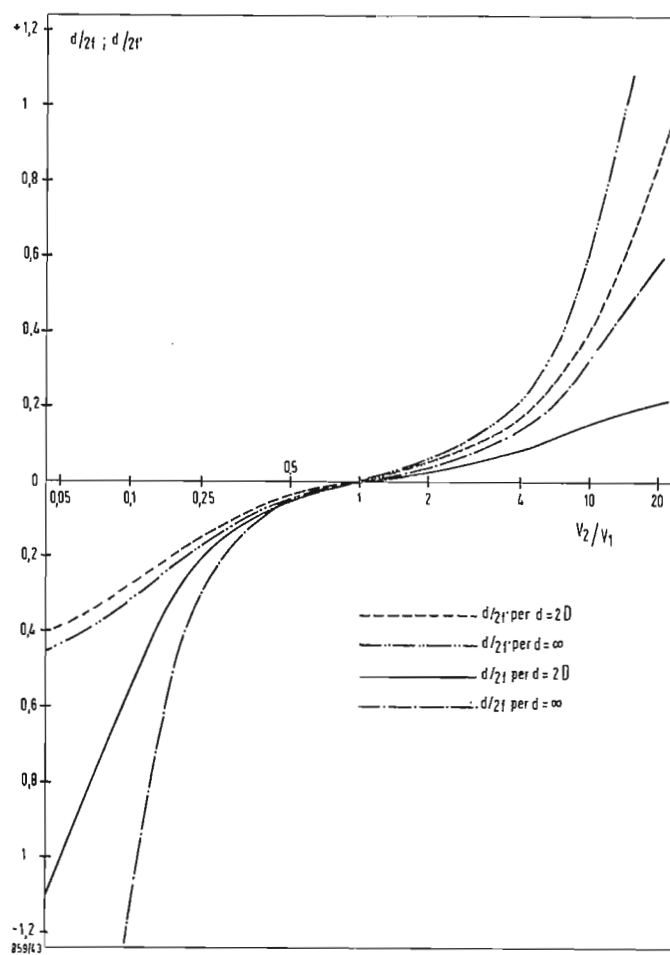



Fig. 24 - Grafici analoghi a quelli di figura 23, per $d = 2$ D e $d = \infty$.

tubo da presa; catodo in un tubo R. C. ricevente); il secondo è considerato di unghezza infinita. Si conviene di ritenere che la lente giaccia nella connessione dei due cilindri, per quanto in realtà si estenda dal catodo a una distanza dalla giunzione pari a vari raggi di cilindri. La distribuzione del potenziale si calcola qui come per la lente a due cilindri già considerata. Usando coordinate cilindriche con origine sul catodo, l'integrazione dell'equazione di Laplace fornisce le seguenti espressioni per il potenziale e le sue derivate prima e seconda:

$$V(z) = \frac{2 V_1}{\pi} \int_0^\infty \frac{\cos ku \text{ sen } kz}{k J_0(ik)} dk \qquad [85]$$

$$\frac{dV}{dz} = \frac{2 V_1}{\pi} \int_0^\infty \frac{\cos ku \cos kz}{J_0(ik)} dk \qquad [85']$$

$$\frac{d^2 V}{dz^2} = -\frac{2 V_1}{\pi} \int_0^\infty \frac{k \cos ku \text{ sen } kz}{J_0(ik)} dk \qquad [85'']$$

Questi integrali devono essere valutati per quadrature. Le caratteristiche della lente possono essere determinate dal grafico del potenziale e dell'equazione del raggio. Si noti che qui non si può fare uso della funzione C di convergenza, perchè per $z = 0$ (cioè sul catodo) $C = \infty$.

L'equazione differenziale del raggio può essere ridotta al primo ordine ponendo:

$$b = \frac{1}{2z} - \frac{r'}{r} \text{ che conduce alla:}$$

$$\frac{db}{dz} = b^2 - b \left(\frac{1}{z} + \frac{1}{2V} \frac{dV}{dz}\right) + \frac{1}{4V} \frac{d^2 V}{dz^2} + \frac{1}{2z} \left(\frac{1}{2V} \frac{dV}{dz} - \frac{1}{2z}\right) \qquad [86]$$

Per la determinazione dell'immagine e dell'ingrandimento è necessaria la conoscenza di due traiettorie. In fig. 26 *a*) sono rappresentate le [85], [85'] e [85''] in funzione di z e-

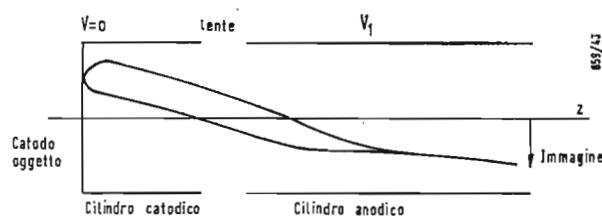



Fig. 25 - Lente cilindrica catodica.

spressa in raggi della lente; in fig. 26 *b*) sono tracciate due traiettorie elettroniche che non dipendono dal potenziale V_1 del cilindro anodico, ma sono funzione solo della distanza la variazione dell'ingrandimento; se con tale operazione l'immagine risulta sfocata, si modifica il potenziale V_k del catodo, con che si riottiene la focalizzazione dell'immagine.

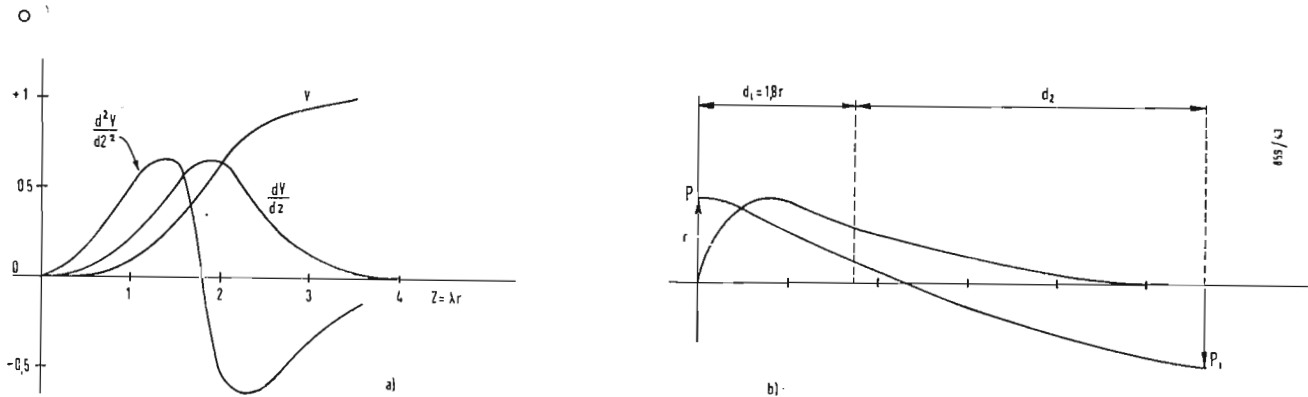



Fig. 26 - Lente catodica: *a*) Distribuzione del potenziale e delle sue due prime derivate; *b*) Due traiettorie elettroniche.

d_1 tra la lente ed il catodo. Dette d_1 e d_2 le distanze dell'oggetto e dell'immagine dalla giunzione dei due cilindri, si trova che l'ingrandimento è all'incirca $I = \frac{1}{2}\frac{d_2}{d_1}$; inoltre $I \simeq 1$ per $d_1 = 1{,}8\ r$.

Per ottenere una regolazione elettrica del fuoco si usa fare il cilindro catodico di materiale resistivo, in modo da stabilire su di esso fra il catodo e la lente un gradiente di potenziale assiale. Ciò si realizza sostituendo il cilindro catodico con vari anelli mantenuti a potenziali costanti e differenti l'uno dall'altro di una stessa quantità, il che dà gli stessi risultati sperimentali di un cilindro catodico resistivo.

L'ingrandimento di un simile sistema dipende esclusivamente dalle posizioni dall'oggetto e dell'immagine e non può essere variato per una data lente costruita. Per ottenere l'ingrandimento variabile si deve introdurre un terzo elemento come indica la fig. 27 in cui quest'ultimo è un breve cilindro posto fra catodo ed anodo, e al quale viene conferito un potenziale V_1 variabile appunto per ottenere

Vediamo ora come si applica il metodo del Gans per la determinazione delle traiettorie elettroniche in una lente catodica. Per determinare la posizione dell'immagine si deve ammettere una piccola componente radiale della velocità iniziale. La spezzata della distribuzione assiale del potenziale è rappresentata in fig. 28 in *A*, *B*, *C*, *D*,

L'elettrone esce da *A* con velocità radiale ed entra in una regione di campo costante (infatti il potenziale ivi varia linearmente lungo il segmento *AB*); la traiettoria elettronica è parabolica. Sia r_B la distanza dell'elettrone dall'asse nel punto *B*; la pendenza della traiettoria dalla geometria della parabola è data da $r_B/2z_B$, essendo z_B l'ascissa di *B*. L'elettrone perviene dunque al 1° punto di discontinuità del potenziale con l'inclinazione, la distanza dall'asse ed il potenziale:

$$\frac{dr_B}{dz} = \frac{r_B}{2\,z_B};\ r = r_B;\ V = V_B \qquad [87]$$

Successivamente al punto *B* si procede come per gli altri sistemi di lenti già esaminati.

La posizione dell'immagine è indipendente dalla distanza r_B, che è arbitraria. (*continua*)

Fig. 27 - Lente catodica con elettrodo supplementare per ingrandimento variabile.

Fig. 28 - Determinazione col metodo Gans della traiettoria elettronica in prossimità del catodo.

L'Automazione: un Tema Attuale

dott. B. Sturm

È da poco tempo che le parole a effetto «Automatizzazione» e «Automazione» hanno ottenuto accesso alla stampa quotidiana.

Fino a due anni fà, i problemi che circondano questi due concetti, non erano attuali per i giornali. Ma nel frattempo si lanciò una efficace informazione e si aprì anche una discussione generale-economica e perfino filosofica. A volte si parla di «una nuova rivoluzione economica» e persino l'automazione viene nominata in un fiato con la tecnica atomica. Perciò il profano ha, per forza, l'impressione che la tecnica dell'automazione sia per l'Europa una cosa assolutamente nuova. Sarà meravigliato di sentire che i tre principii fondamentali della tecnica delle misurazioni e della tecnica della regolazione — ormai riunite compendiosamente nel vocabolo «automazione» — vantano una ben vecchia tradizione che costituì e resterà la base del loro continuo sviluppo, sia per le loro forme costruttive, sia per la larghezza del campo del loro impiego.

Se dunque, l'automazione, con tutte le sue promettenti prospettive e conseguenze, è arrivata alla cognizione di tutti, è logico che anche la tecnica stessa voglia presentarsi al pubblico in una vigorosa Manifestazione, e farsi conoscere con tutta la sua freddezza ma anche con tutta l'incomparabile eleganza dei suoi sistemi.

Il «Congresso Internazionale con Esposizione della Tecnica delle Misurazioni e dell'Automazione, INTERKAMA», che si svolgerà a Dusseldorf dal 2 al 10 novembre 1957, avrà il compito di propagare largamente l'idea dell'automazione, libera da illusioni. Specialmente l'Esposizione sarà in grado di rispondere pienamente a questa esigenza.

L'altro compito che ha da compiere, è di valore assai più grande e persegue due scopi di straordinaria importanza per l'economia europea. Uno di questi riguarda prettamente la tecnica dell'applicazione ed ha il fine di diffondere ampiamente, vale a dire in tutti i rami della tecnica, i metodi della tecnica della regolazione e del comando. Il Congresso e l'Esposizione sono particolarmente rivolti verso la promozione della tecnica dell'applicazione, cosa che interesserà certamente la maggior parte dei visitatori.

Il secondo scopo riguarda la parte tecnica-scientifica, e perciò serve allo sviluppo e al miglioramento delle costruzioni già esistenti, ed inoltre a schiarire le domande basilari, ad esempio: quella sul contegno dinamico dei tratti speciali di regolazione ossia l'accertamento di una grandezza caratteristica. In primo piano sta spesso la soluzione dei problemi della tecnica delle misurazioni, da cui dipende completamente. Questo secondo scopo viene perseguito particolarmente dalle Sessioni del ramo, ma non meno dalle conversazioni professionali ai posteggi dell'Esposizione. Esse influiranno molto sullo sviluppo tecnico delle attrezzature in generale e serviranno in special modo a precisare le loro particolarità. Gli Specialisti della tecnica delle misurazioni e dell'automazione si recheranno a Dusseldorf principalmente per questo scambio di idee.

I compiti summenzionati a cui si presta il «Congresso Internazionale con Esposizione della Tecnica delle Misurazioni e dell'Automazione, INTERKAMA» lo autorizzano a vantarsi di servire esemplarmente al bene pubblico.

(*Nowea*)

Un Nuovo Radiotelescopio per Sondare i Segreti dello Spazio *

Il nuovo radio telescopio gigante dell'Università di Manchester, presso Jodrell Bank in Inghilterra, ormai quasi pronto per l'impiego, non è semplicemente uno strumento scientifico unico nel suo genere e il più sensibile di tutti i ricevitori e trasmettitori radio che mai siano stati costruiti, ma, in genere, un grande esempio di capacità tecnica.

L'idea di un radio telescopio orientabile, capace cioè di seguire un punto dello spazio, indipendentemente dalla rotazione terrestre o dal suo moto attorno al sole, sorse dopo il conseguimento di importanti risultati con il riflettore fisso installato presso il Centro di Ricerche di Jodrell Bank nella Contea inglese dello Cheshire. Il professor A.C.B. Lovel chiese che gli si mettesse a disposizione uno strumento di capacità immensamente maggiore del riflettore fisso, quello che aveva già messo in grado gli scienziati britannici di studiare durante le ore diurne la grande nebulosa di Andromeda e di disegnarne una carta.

Quando circa tre o quattro anni or sono si decise la costruzione, H.C. Husband, che fa parte di una ditta specializzata nella consulenza tecnica di Sheffield in Inghilterra, venne chiamato perchè disegnasse un telescopio orientabile sufficientemente preciso da captare lunghezze d'onda di circa un metro e dotato di una corrispondente precisione degli organi di orientamento. Ma successivamente gli scienziati decisero che l'apparecchio doveva essere in grado di ricevere e trasmettere lunghezze d'onda considerevolmente più corte.

L'idea iniziale di impiegare della rete metallica tesa sopra una struttura portante per farne il riflettore fu abbandonata. Per far fronte alle esigenze delle onde corte, il criterio principale è la grande precisione della curvatura e si constatò che era più facile pervenire a tale forma precisa impiegando piastre d'acciaio curve che tendendo della rete metallica. Ed ecco che la sagoma definitiva del radio telescopio di Jodrell Bank assomiglia ad una enorme «bacinella» d'acciaio, del diametro di 76 metri e 20 centimetri. La si può far girare tanto in senso verticale che in quello orizzontale e addirittura la si può capovolgere facendone il più grande tetto a cupula del mondo.

La creazione di questa struttura ha comportato la soluzione di innumerevoli problemi d'ordine meccanico ed elettrico. Il primo di essi fu di progettare un riflettore che mantenesse la sua forza con tolleranze minime durante la rotazione, anche se sottoposto alle pressioni del vento ed a variazioni di temperatura. Il secondo consistente nell'ideare un sistema di comando dei movimenti che fosse oltre che preciso anche sufficientemente potente da vincere qualsiasi prevedibile pressione del vento. Un terzo problema che fu dei più ardui riguardò la realizzazione di un sistema di comandi tali da far seguire al radio telescopio automaticamente qualsiasi punto fisso dello spazio, pur permettendogli di scandagliare a volontà lo spazio o di seguirvi un oggetto in movimento. Quarta, ma certo non la minore delle difficoltà, fu l'approntamento di disegni tecnici che potessero essere seguiti anche da produttori e costruttori che mai prima di allora avevano intrapreso la fabbricazione di un'apparatura mobile di mole simile.

L'ing. Husband risolse che la struttura doveva essere di acciaio, vuoi per la sua capacità di conservare la sagoma prevista, vuoi per la sua capacità di conservare la sagoma prevista, vuoi per l'elasticità che avrebbe opposto alle forti inversioni di sollecitazione durante le evoluzioni della «bacinella». Inoltre il peso dell'acciaio conferisce una buona stabilità a tutto l'impianto in presenza di venti forti e di raffiche improvvise. Per quanto riguarda le superfici piane continue o a reticolo si disponeva di dati attendibili e vasti relativi agli effetti della pressione del vento.

Non ne esistevano invece affatto circa gli effetti del vento su di una «bacinella» di oltre 76 metri di diametro che oltretutto doveva poter orientarsi in qualsiasi direzione. Il progettatore, assistito dal Dipartimento britannico di Ricerca Scientifica ed Industriale, fu in grado di assicurarsi i dati mancanti con dei lavori sperimentali eseguiti in una galleria del vento presso il Laboratorio Nazionale di Fisica di Teddington, presso Londra.

Anche dopo che i particolari del progetto erano stati stabiliti, le difficoltà per la realizzazione del radio telescopio di Jodrell Bank non erano che cominciate. I cuscinetti del perno centrale e quelli dei piloni laterali su cui gira la struttura del riflettore, i carrelli che portano le duemila tonnellate del telescopio e si muovono su rotaie specialmente indurite, le trasmissioni e il banco dei comandi, tutto dovette essere ideato di sana pianta.

Un intricato impianto elettrico dovette essere realizzato per far sì che un solo uomo al banco dei comandi, situato lontano dal telescopio, ne potesse seguire esattamente i movimenti, orientandolo secondo le necessità. Infine la costruzione vera e propria dovette eseguirsi a grandi altezze, in posizioni difficilmente raggiungibili e in condizioni di lavoro disagiato. Ora l'impresa è stata portata praticamente a termine e presto gli scienziati inizieranno la loro opera nel laboratorio di acciaio che pende immediatamente sotto al centro della «bacinella» nonchè in quelli posti alla sommità delle principali torrette di articolazione alla scoperta dei segreti che gli spazi siderali custodiscono al di là dei limiti dell'esplorazione visiva.

Rimane a vedersi quali saranno i misteri che il nuovo telescopio potrà svelare, ma nel produrre lo strumento per questi studi, i tecnici hanno realizzato un'opera da annoverarsi senza altro tra i grandi trionfi dell'ingegneria. (*u.b.*)

(*) Su l'antenna, agosto 1957, XXIX, 8 pag. 346 si è pubblicata una fotografia di questo radiotelescopio in fase di avanzata costruzione di cui si danno qui ulteriori notizie.

Dalle Acque del Mare con la Fusione Controllata una Formidabile Fonte di Energia.

Mentre la Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC) sta per accingersi alla costruzione di un grande apparecchio sperimentale col quale verranno intensificate le ricerche sull'utilizzazione di pace dell'energia termonucleare, dopo i notevoli successi iniziali conseguiti presso l'Università di Princeton nell'ambito del Programma Sherwood, sarà opportuno chiarire alcuni particolari del processo di fusione.

Come si ricorderà, l'annuncio della costruzione del nuovo apparecchio — il cosiddetto «Stellarator» o generatore stellare — fu dato alcune settimane or sono dal presidente della AEC, Lewis L. Strauss, nel corso di una conferenza stampa. Dopo aver rivelato che le ricerche preliminari condotte negli Stati Uniti con piccoli apparecchi «Stellarator» avevano registrato considerevoli successi, Strauss comunicava ai rappresentanti della stampa che lo sfruttamento industriale della reazione di fusione, o termonucleare, come fonte di energia aveva ormai superato la fase della pura progettazione.

Nella fusione, o processo termonucleare, gli atomi degli elementi leggeri, cioè di quelli che si trovano all'estremità inferiore della tavola periodica, si uniscono per effetto di temperature eccezionalmente elevate per formare atomi più pesanti. La perdita di massa che ne consegue si traduce nello sviluppo di un quantitativo cospicuo di energia.

Il processo di fusione ha luogo spontaneamente e su vasta scala entro il sole, dove i nuclei di idrogeno comune consistenti in un solo protone fondono in un «crogiolo» ad altissime temperature, dando vita ad atomi di elio-4, in ragione di un atomo di tale elemento per ogni 4 atomi di idrogeno. Dato che l'atomo di elio pesa 2/3 di meno dei quattro atomi di idrogeno dai quali è prodotto durante la fusione, la differenza di massa si trasforma in energia.

Il segreto della reazione di fusione nel sole risiede nella gravitazione, che tiene unite le par-

ticelle di gas a temperatura di alcune decine di milioni di gradi centigradi. Considerato sotto questo aspetto, il sole è una specie di colossale bomba all'idrogeno sotto controllo. Ogni secondo, la fusione di 600 milioni di tonnellate di idrogeno determina una perdita di 4 milioni di tonnellate della massa del sole per effetto della trasmutazione degli atomi di idrogeno in atomi di elio. L'energia solare, la luce radiante ed il calore che consentono lo svolgimento della vita sulla terra, sono il prodotto di questa gigantesca reazione di fusione. Ma, nonostante l'enorme quantitativo di idrogeno consumato ad ogni istante sul sole per questo benefico processo, gli scienziati calcolano che il sole disponga di un quantitativo residuo di idrogeno non ancora «bruciato» sufficiente alla continuazione della reazione termonucleare per almeno 10-15 miliardi di anni. Pertanto non esistono timori al riguardo.

La riproduzione artificiale del processo di fusione sulla terra, in condizioni pienamente controllate, potrebbe fornire all'uomo una fonte di energia pressochè illimitata per la produzione di calore, luce e forza motrice. Spetta appunto agli scienziati addetti al Programma Sherwood di trovare un metodo conveniente per lo sfruttamento di questa nuova fonte di energia, dopo i successi relativamente più «modesti» conseguiti nel settore nucleare.

Per imitare e controllare sulla terra il processo di fusione del sole sarà necessario giungere alla realizzazione di un «sole in miniatura», in grado di produrre più energia di quanto non ne consumi. Per fortuna, abbiamo a disposizione gli elementi occorrenti per il processo, tra cui il deuterio, un isotopo dell'idrogeno che esiste in quantità praticamente illimitate nelle acque del mare. Quando si potrà imbrigliare e riscaldare una forma gassosa del deuterio sino ad una temperatura di oltre 100 milioni di gradi centigradi, il processo di fusione potrà svilupparsi senza soluzione di continuità, fornendo energia sufficiente a colmare i vuoti creati dall'uomo nelle riserve di fonti di energia ordinarie, specialmente negli ultimi decenni.

Uno dei problemi tecnici più ardui consiste nella realizzazione di un recipiente per il «sole in miniatura», dato che nessun materiale noto è in grado di resistere alla tremenda temperatura necessaria per il processo di fusione. I materiali più resistenti al calore realizzati sino ad oggi si fonderebbero infatti in un istante. Gli scienziati del Programma Sherwood hanno costruito diverse «bottiglie magnetiche», che impiegano il magnetismo per ridurre i gas elettrizzati in un fascio ristretto. Dato che i gas jonizzati non possono attraversare le linee di forza magnetiche, essi viaggiano secondo spirali entro queste bottiglie, lasciandone le pareti relativamente fredde.

Lo Stellarator del quale è prossima la costruzione alla Università di Princeton sarà un recipiente dotato di caratteristiche tali da rappresentare quella «prigione magnetica» di grandi dimensioni occorrente per contenere e controllare i gas durante il processo di fusione. La progettazione di questo nuovo apparato costituisce un ulteriore perfezionamento dei modelli precedenti, noti come Stellarator A «Columbus» e Stellarator B «Perhapsatron». Il modello C di Stellarator consisterà in un tubo cilindrico cavo racchiuso entro avvolgimenti magnetici.

Gli scienziati che svolgeranno le ricerche con il nuovo apparato tenteranno di regolare l'intensità del campo magnetico in maniera da equilibrare l'energia magnetica degli avvolgimenti e l'energia dei gas caldi. Col crescere della temperatura dei gas, essi dovranno innalzare la forza magnetica per mantenere una opportuna contrazione del volume dei gas durante lo sviluppo della reazione di fusione. Soltanto mantenendo tale equilibrio lo Stellarator sarà in grado di risultare a tenuta stagna e di produrre più energia di quella impiegata per la reazione termonucleare.

I problemi della fusione controllata sono formidabili e difficili da comprendere. A tutt'oggi temperature abbastanza alte sono state prodotte mediante l'«effetto di contrazione» per una frazione di tempo che può valutarsi a microsecondi. Agli scienziati non resta ora che accingersi ad esplorare tutte le strade possibili per produrre quantità utili di energia, poichè la posta in gioco potrà largamente compensare le difficoltà enormi che verranno incontrate.

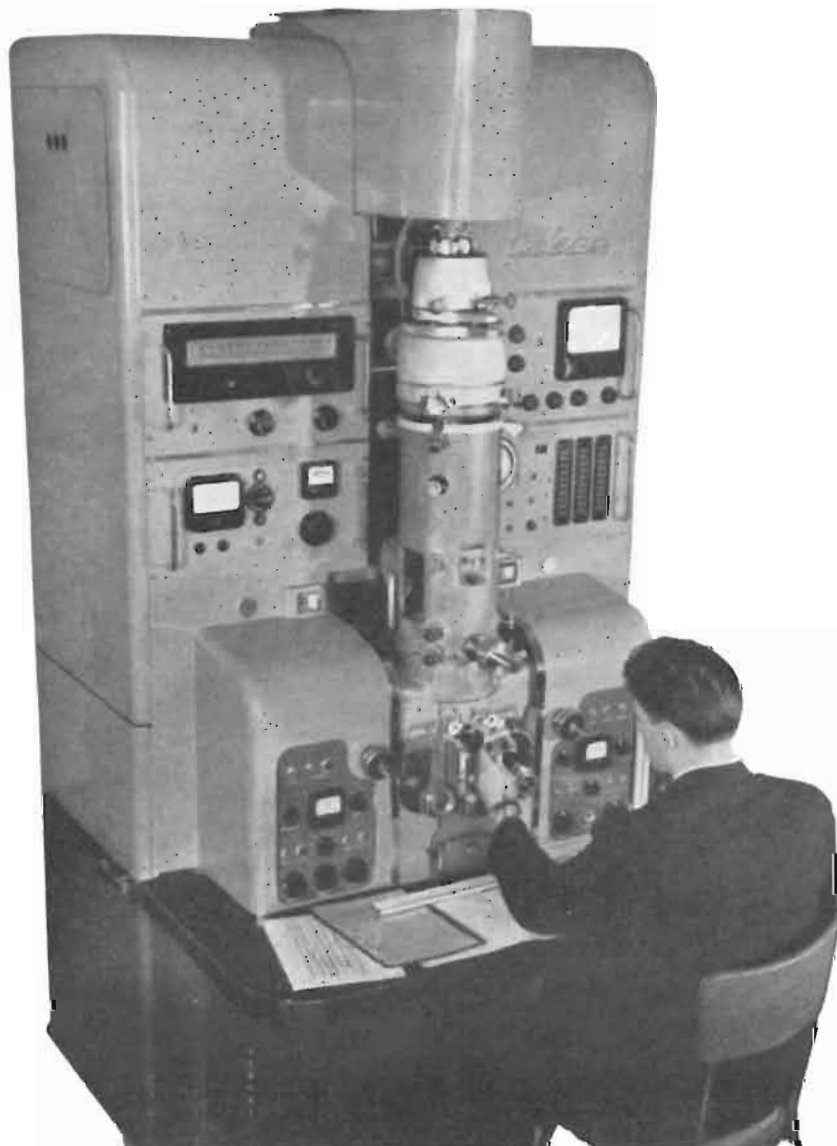
La fusione totale di un chilogrammo di deuterio potrebbe produrre un'energia di 100 milioni di kilowattore. Dato che il deuterio abbonda in tutto il mondo, tutti i paesi potrebbero diventare autosufficienti nella produzione di forza motrice.

Altra possibilità prospettata dagli scienziati è quella di convertire direttamente in energia elettrica l'energia sviluppata dalla fusione, con una sensibile riduzione dei costi della produzione elettrica.

Un reattore termonucleare svilupperà inoltre un quantitativo di radiazioni gamma meno penetranti e quindi risulterà forse meno ingombrante e pesante di quelli nucleari e richiederà una più ridotta schermatura di protezione. Infine, la possibilità di una esplosione o di una perdita di controllo sarà con molta probabilità estremamente piccola e non si presenterà in alcun problema di distruzione dei residui radioattivi.

Vi è un'infinità di problemi da affrontare e da risolvere prima che la fusione possa dare all'uomo una fonte illimitata di energia. Il Programma Sherwood è tuttora all'inizio, per quanto esso poggi già su innumerevoli anni di ricerche positive.

Comunque un'eloquente illustrazione dello spirito con il quale gli scienziati americani si accingono ad affrontare le difficoltà è data dalla seguente affermazione di uno scienziato del Crogetto Sherwood, pienamente sottoscritta dal presidente dell'AEC, Strauss: «È sciocco pensare che la fusione non possa essere controllata, ma ancora più sciocco è pensare che sia facile realizzarla».

(u.s.)

LA MICROSONDA ELETTRONICA

La foto illustra una realizzazione dell'industria francese. Si tratta della microsonda elettronica che permette l'analisi qualitativa e quantitativa di microscopici campioni di metalli e leghe (dell'ordine di 1 micron cubo) con la precisione dell'1 % per gli elementi con numero atomico superiore a 12.

Il principio di funzionamento è il seguente. L'urto di un fascio di elettroni su un anticatodo dà luogo alla formazione di raggi X contenenti, oltre ad un fondo continuo, le radiazioni caratteristiche dei diversi elementi costituenti questo anticatodo. È dunque possibile ricorrendo all'analisi spettrale dei raggi X emersi da un provino, funzionante da anticatodo, determinare la composizione chimica del volume infinitesimo di materia sottoposto al fascio di elettroni che costituisce la sonda.

(il testo segue a pag. 395)

Elettricità a Basso Costo Obiettivo dell'Esperimento con il Reattore OMRE.

Presso la Stazione Nazionale di Collaudo dei Reattori dell'Idaho, la Commissione americana per l'Energia Atomica sta per dar vita ad un prototipo di reattore generatore, l'OMRE, che consentirà di esplorare una via del tutto nuova e promettente per il futuro dell'industria elettronucleare del mondo libero.
Questo reattore a carattere sperimentale, costruito dalla Sezione Atomics International della North American Aviation per conto della Commissione, utilizza per la prima volta un fluido organico che è nello stesso tempo moderatore, riflettore di neutroni e convogliatore del calore della reazione nucleare.
In linea di massima, un fluido organico quali gli idrocarburi, adoperato come refrigerante-moderatore, svolge la stessa funzione dell'acqua ordinaria o pesante, dei metalli fusi e della grafite correntemente impiegati nei reattori sperimentali da ricerca e generatori realizzati sino ad oggi.
L'OMRE (Organic Moderated Reactor Experiment) o reattore sperimentale con moderatore organico sarà in grado di sviluppare un livello termico di 16.000 kW ed una temperatura, in corrispondenza del mezzo refrigerante, di 260-370° centigradi. Dato il carattere puramente sperimentale del prototipo, contrariamente a quanto avviene nei reattori utilizzati per la produzione di elettricità nelle centrali elettronucleari, il calore prodotto nell OMRE sarà disperso nell'aria mediante un'altissima ciminiera.
L'esperimento verte principalmente sulle possibilità pratiche esistenti per l'impiego nei reattori nucleari di idrocarburi allo stato fluido in funzione di moderatore della reazione nucleare, di riflettore dei neutroni sviluppati dalla fissione e di refrigerante. Le maggiori incertezze che esistono in proposito si riferiscono alla stabilità e al comportamento di tali composti organici in ambiente a temperatura elevata e saturo di radiazioni jonizzanti.
Nel corso delle esperienze preliminari di laboratorio, gli scienziati dell AEC e dell'Atomics International hanno potuto riscontrare nei materiali organici una elevata resistenza alle alte temperature e agli effetti delle radiazioni nucleari. Ma è soltanto con il funzionamento dell'OMRE che si potrà accertare in maniera definitiva e su un reattore vero e proprio la possibilità di ricorrere in impianti a grandezza naturale all'impiego di un metodo sostanzialmente nuovo.
Il principio di adoperare un fluido organico in un reattore generatore fu prospettato per la prima volta dall'Atomics International al termine di studi teorici e di un esteso programma di prove di laboratorio effettuato sotto l'egida della Commissione per l'Energia Atomica. L'interesse dell'Atomics International per il nuovo metodo è tale che essa si è impegnata a contribuire con 750.000 dollari alla costruzione del reattore per conto della Commissione, che a sua volta ha stanziato una somma di 1.050.000 dollari nell'ambito del Programma governativo dei reattori nucleari sperimentali.
Oltre a dimostrare praticamente i vantaggi del nuovo sistema, i tecnici dell'Atomics International si propongono di accertare se gli idrocarburi possano determinare degli inconvenienti particolari per effetto della decomposizione operata dal calore e dalle radiazioni, e definire la composizione più adatta del moderatore organico.
Tra gli obiettivi dell'esperimento è quello di realizzare un tipo di reattore generatore a basso costo di costruzione e di esercizio con caratteristiche idonee all'applicazione nelle centrali elettronucleari, nelle centrali termiche per riscaldamento di centri urbani e nella propulsione navale. La relativa semplicità del disegno dell'OMRE lascia sperare che sarà possibile costruire un apparto compatto e leggero, particolarmente adatto all'impiego su navi, in sostituzione dei reattori ad acqua pressurizzata attualmente in uso nella Marina americana per la propulsione di alcuni sommergibili.
I vantaggi offerti dal nuovo tipo di reattore sono considerevoli ed essenziali per l'ulteriore sviluppo delle applicazioni nucleari nel settore industriale. Essi si possono compendiare nello scarso assorbimento di radiazioni da parte dei materiali organici, nel considerevole risparmio in peso per schermature antiradiazioni, nella elevata efficienza termica che si traduce nella possibilità di più elevate temperature di esercizio, e in innumerevoli altri d'ordine tecnico ed economico.
Dato che il nucleo del reattore galleggia letteralmente in una «piscina» di fluido organico, l'OMRE elimina i costosi elementi di combustibile nucleare ordinariamente adoperati negli apparati di tipo corrente. La minore corrosione dei composti organici potrà inoltre portare ad un più vasto impiego di materiali normali da costruzione e conseguentemente ad una drastica riduzione delle difficoltà tecniche e dei costi.
La costruzione dell OMRE è stata portata a termine entro la fine di aprile. Subito dopo il completamento delle prove preliminari di collaudo, previsto per la fine di agosto, entrerà in funzione.
Nell'ottobre del prossimo anno, se il prototipo darà una prova soddisfacente, avranno inizio i lavori di costruzione dell'impianto elettronucleare per l'Azienda Elettrica Comunale di Piqua (Ohio), che avrà una potenza installata di 45.000 kW termici e 12.500 kW elettrici. L'impianto sarà dotato di un reattore a moderatore organico. L'entrata in funzione della centrale atomica di Piqua è prevista per l'Estate del 1961. *(u.s.)*

Prove di lancio dei satelliti artificiali a Capo Canaveral

Nel quadro delle iniziative promosse dagli Stati Uniti per la riuscita delle indagini scientifiche dell'Anno Geofisico Internazionale, sono stati effettuati negli ultimi tempi due collaudi dei veicolo-razzo che dovrà portare il satellite artificiale americano sulla sua orbita intorno alla terra. Una terza prova dei razzi a tre stadi ideati a tale scopo sarà condotta nelle prossime settimane.
I collaudi sono destinati a consentire una evoluzione ordinata dal razzo ad un solo stadio a quello a tre stadi necessario per trasportare il satellite terrestre artificiale ad una quota di oltre 300 mila metri d'altezza.
Nello stesso tempo si sta completando nei pressi de L'Avana una delle cinque stazioni di controllo dei satelliti artificiali costruite nell'America Latina per contribuire all'osservazione del satellite che sarà lanciato dagli Stati Uniti nel corso dell'Anno Geofisico per indagare sulla terra e sulla sua atmosfera. Nella stagione presteranno servizio scienziati americani e cubani partecipanti al programma dell'Anno Geofisico Internazionale.
Le altre stazioni, delle quali la Commissione per gli stanziamenti della Camera ha già approvato la costruzione, sorgeranno a Santiago e Antofagasta (Cile), Lima (Perù), Quito (Ecuador).
La catena di stazioni di controllo dei satelliti artificiali sarà completata da altri cinque osservatori installati sul territorio degli Stati Uniti, nell'Isola di Antigua, e a Woomera (Australia). *(u.s.)*

La prima elettricità prodotta dal reattore al sodio.

La Commissione americaua per l'Energia Atomica ha annunciato che il 12 luglio è stata immessa nella normale rete di distribuzione della Southern California Edison Company la prima elettricità prodotta dal nuovo reattore sperimentale al sodio, del quale sono in corso i collaudi preliminari, in attesa dell'entrata in fuzione a pieno regime.
L'esperimento con il reattore al sodio rientra nel programma dell'AEC per la realizzazione di impianti elettronucleari in grado di assicurare la produzione di elettricità a costi in concorrenza.
Il reattore sperimentale al sodio (SRE), è stato recentemente approntato dalla sezione Atomics International della North American Aviation per conto della Commissione per l'Energia Atomica. Esso è in grado di sviluppare un livello termico di 20.000 kW e di assicurare energia termica sufficiente ad azionare i turboalternatori della Southern California Edison Company aventi una potenza installata di 6.500 kW di elettricità.
Tra le caratteristiche del SRE è quella di una elevata efficienza ottenuta mediante l'impiego di sodio come mezzo per il convogliamento drl calore, che consente di elevare la temperatura della fissione nucleare senza innalzare la pressione di esercizio del vapore utile per la produzione di elettricità. Un circuito secondario ad acqua provvede all'assorbimento del calore contenuto nel sodio liquefatto in circolazione nell'interno del reattore. *(u.s.)*

Scoperto un nuovo elemento Successo di un gruppo internazionale di ricerche

Ricerche compiute da scienziati del Regno Unito, degli Stati Uniti e della Svezia hanno condotto alla scoperta dell'elemento 102. È questa la prima volta che tale elemento, il quale non è stato ancora denominato, viene osservato. Ciò è stato annunciato il 9 luglio a Londra dall'Ente Atomico britannico.
Il nuovo elemento è stato prodotto bombardando del curium, che è l'elemento 96, con ioni di carbonio accelerati nel ciclotrone dell'Istituto Nobel di Stoccolma. Atomi radio-attivi vennero per la prima volta osservati e isolati il 23 marzo e assegnati all'elemento 102. Successivi lavori hanno confermato la scoperta — la prima di questo tipo ad essere compiuta da un gruppo internazionale di ricerche.
I membri britannici del gruppo di tre nazioni erano John Milsted, chimico, che l'anno scorso svolse lavori di ricerca nel Laboratorio Argonne in base al programma di scambi tra gli Stati Uniti e il Regno Unito e che contribuì a separare il curium usato nel bombardamento; e Alan Beadle, tecnico chimico.
L'elemento 102 è il primo che viene scoperto in Europa.
Un portavoce dell'Ente Atomico britannico ha dichiarato il 9 luglio: «La scoperta del nuovo elemento fa parte dello sviluppo della conoscenza degli scienziati circa la struttura fondamentale dell'atomo. Essa conferma numerose teorie che erano state formulate in merito alla struttura dell'atomo». *(u.b.)*

Apparato radiotelefotografico da campo

I laboratori tecnici del Corpo del Genio-collegamenti dell'Esercito degli Stati Uniti hanno costruito un apparato da campo per la trasmissione a mezzo onde radio di fotografie di interesse militare dai reparti combattenti e da ricognizione ai comandi delle grandi unità.
Il nuovo dispositivo combina i sistemi di trasmissione rapida delle immagini con il procedimento fotografico «polaroid», che consente di ottenere in un minuto una copia finita della immagine. Il nuovo procedimento di radiotelefotografia consente di eliminare le complesse ed ingombranti camere oscure montate su autotelai e le staffette sinora adoperate per la consegna di piani e fotografie ai comandi superiori.
L'apparato trasmittente può essere agevolmente montato sul retro di jeep o di autoveicoli dotati di apparecchi radiotrasmittenti ed ha un raggio d'azione di oltre 100 km, che può essere ulteriormente ampliato mediante l'allacciamento alla rete telefonica ordinaria o a stazioni trasmittenti più potenti.
La fotografia eseguita sul campo di battaglia o da velivoli leggeri da ricognizione o da elicotteri è immediatamente disponibile per la trasmissione con l'apparato che richiede tre

minuti in tutto. L'apparto ricevente installato presso i comandi a notevole distanza dalla zona di operazioni riproduce l'immagine trasmessa con le radio onde su una pellicola del tipo «polaroid» che in un minuto fornisce una copia fotografica positiva. In tutto, calcolando il tempo occorrente per la trasmissione e per ottenere le copie fotografiche trasmesse dal settore di operazioni e ricevute al comando con pellicole «polaroid», 5 minuti sono sufficienti ai comandanti di grandi unità per avere una fedele immagine coi particolari di un determinato apprestamento militare avversario.
L'apparato, denominato «facsimile», può essere impiegato anche per la trasmissione di immagini dei video di apparati radar meteorologici, di grafici o di riproduzioni di documenti. La velocità di trasmissione del nuovo sistema telefotografico è tale che si prevede la sua utilizzazione da parte dei maggiori quotidiani per eseguire tempestivamente gli avvenimenti attraverso immagini riprese nelle località più distanti. *(u. s.)*

Biblioteca su nastro per studenti ciechi

Membri del corpo accademico e studenti del New York City College hanno organizzato un programma in base al quale un'intera biblioteca di testi scolastici incisi su nastro magnetico verrà messa a disposizione di studenti ciechi o affetti di disturbi della vista. La biblioteca comprenderà corsi completi di economia, storia, filosofia, matematica e lingue straniere. Il solo testo di economia ha richiesto 14 bobine di nastro.
Il progetto è dovuto all'iniziativa di Harvey Honig, già studente del College ed oggi iscritto ai corsi di terapia professionale presso l'Università di New York. Mentre Honig frequentava, nel 1953, il City College gravi disturbi alla vista lo costrinsero a ritirarsi dagli studi e a sottoporsi l'anno successivo ad un'operazione. Rientrato nel College, egli sapeva ormai per esperienza quali fossero le necessità dei minorati della vista e, deciso ad ovviarvi, diede vita, con l'aiuto dei membri del corpo accademico, ad un'organizzazione che porta oggi il nome di Associazione per i minorati della vista.
Il progetto varato dall'Associazione ha suscitato il massimo interesse in altri istituti superiori e i testi su nastro verranno ben presto messi a disposizione anche di altri istituti ed università. *(u.s.)*

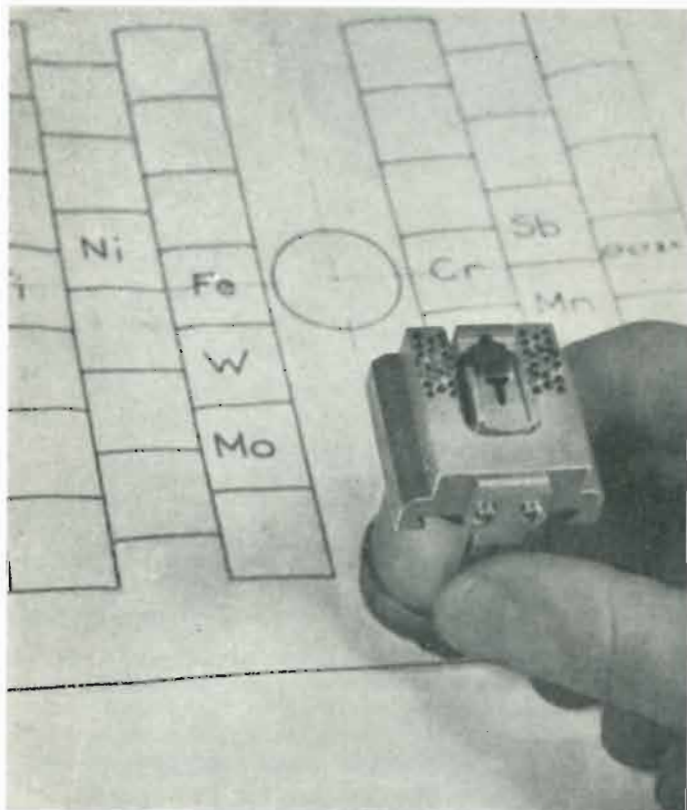
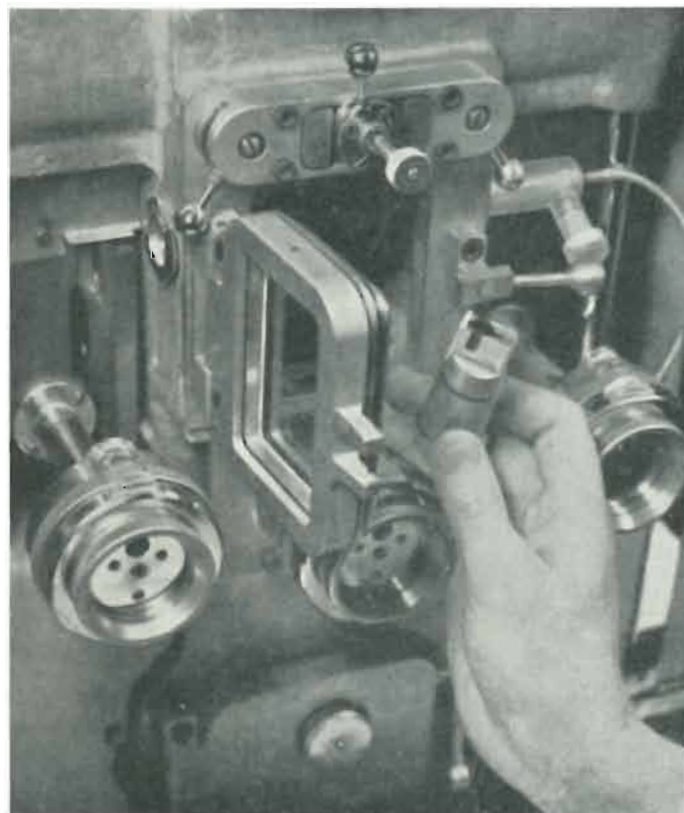
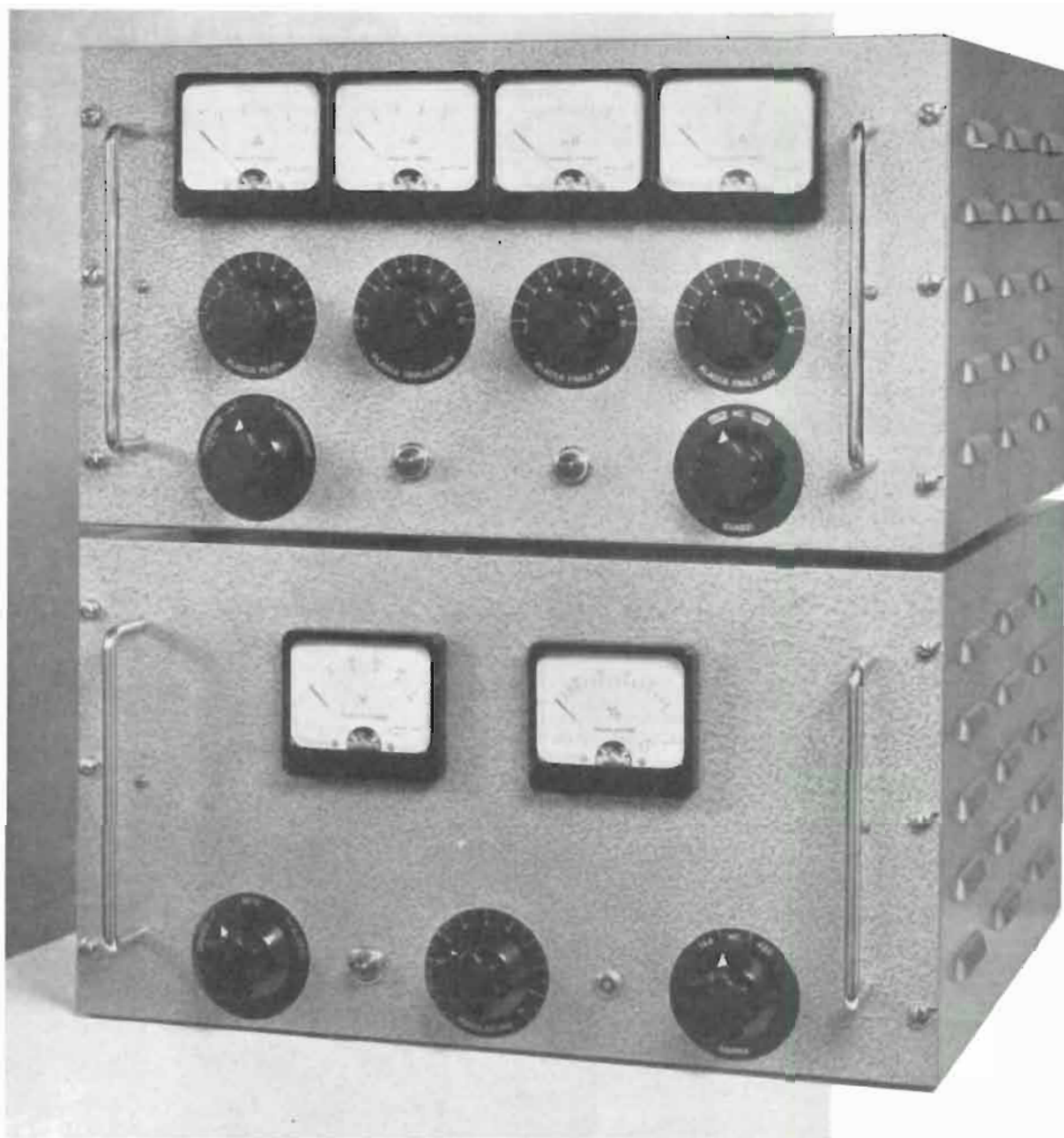
Raccolti dalle stazioni per il controllo del satellite artificiale segnali lanciati verso la luna

La Marina Americana ha annunciato di recente che una delle stazioni installate per seguire nella sua orbita il satellite artificiale che sarà lanciato durante l'Anno Geofisico Internazionale, è riuscita per la prima volta a captare segnali provenienti dalla luna.
Esperimenti in questo campo vengono condotti in collaborazione tra i Laboratori Tecnici dell'Arma del Genio a Fort Monmouth e gli impianti di Blossom Point (Maryland) ove la Marina si serve per la ricezione del Mark II Minitrack, apparecchio creato dai Laboratori Ricerche Navali per le stazioni di cui sopra. La stazione di Fort Monmouth, servendosi del gigantesco trasmettitore radar Diana ha lanciato segnali verso la luna e questi segnali sono stati successivamente raccolti dagli impianti Minitrack ad alta sensibilità installati a Blossom Point.
Scopo di questi esperimenti è quello di perfezionare una tecnica che permetta di controllare il funzionamento delle stazioni installate nell'emisfero occidentale non appena esse entrano in funzione. Tale tecnica può anche essere utilizzata per calibrare le stazioni di controllo istituite da dilettanti in varie località dell'emisfero occidentale, dell'Africa, dell'Europa e nelle Isole del Pacifico.
La stazione sperimentale di Blossom Point è la prima stazione radio istituita per rintracciare e misurare l'orbita seguita dal satellite e raccogliere altre importanti informazioni. La stazione è a 64 chilometri a sud di Washington e fa parte del gruppo di 10 progettate per l'Anno Geofisico Internazionale. *(u.s.)*

Una fotografia lunga 300 metri con una macchina speciale

L'ingegnere americano C.H. Topping ha ideato una nuova macchina speciale per la riproduzione di grafici, in grado di effettuare una fotografi lunga oltre 300 metri e larga 45 cm ad una velocità di metri 1,80 al minuto.

La macchina di riproduzione fotografica, che sarà quanto prima prodotta in serie da una società costituita a tal fine, è destinata principalmente all'industria petrolifera, essendo in grado di produrre su una striscia continua l'immagine delle registrazioni elettroniche delle formazioni geologiche sotterranee riportate su rulli di carta speciale. Attualmente la stessa operazione viene effettuata incollando insieme diversi fotogrammi, in modo da ottenere un effetto simile. La lettura della striscia fotografica, a causa delle inevitabili inesattezze del procedimento, non risulta però sempre facile ai tecnici petroliferi.

L'ideatore del nuovo apparecchio, C.H. Topping, ha dovuto superare numerose difficoltà tecniche, tra cui il fenomeno di distorsione che si produce immancabilmente nel passaggio di un grafico continuo su un'emulsione fotografica. Questa difficoltà, che sembrava insormontabile, è stata risolta con l'adozione di un sistema di prismi. *(u.s.)*

(segue da pag. 393)
Il provino è circondato da testimoni di metalli puri, necessari per l'analisi quantitativa. I testimoni sono individuati con cura su una pianta di riferimento.
Il provino è introdotto nell'apparecchiatura attraverso la finestra prevista allo scopo. I tre bottoni godronati servono a comandare gli spostamenti del provino.
La fabbricazione industriale di questo apparato è affidata alla Compagnia Generale di TSF, attraverso la consociata Cameca. *(Teleonde)*

80 W a Cristallo su 144 e 420 MHz

Giorgio Maramaldi (i1TKU)

Facendo seguito a una descrizione apparsa su « l'antenna », maggio 1956, XXVIII, 5, viene ora presentata una realizzazione più impegnativa, ma capace di importanti risultati sulle due bande, ancor poco usate in Italia, dei 144 e 420 MHz.

PARTE PRIMA

1. - GENERALITÀ.

Nonostante la complessità dello schema, questo trasmettitore presenta una grande semplicità e rapidità di manovra, grazie ai numerosi circuiti di automatizzazione e di protezione contenuti.

Per l'ingombro raggiunto dal trasmettitore stesso, questo è stato sdoppiato in due corpi, di uguali dimensioni, di cui quello superiore (v. fig. 1) contiene la parte riguardante l'alta frequenza, e quello inferiore la parte alimentatrice e modulatrice.

Il collegamento fra i due corpi è stato realizzato con un unico cavo a 15 capi.

Dato il meno frequente uso dei comandi posti sul pannello della parte alimentatrice e modulatrice, esiste la possibilità di piazzare questo corpo ad una certa distanza dal trasmettitore vero e proprio.

In forza di tale divisione anche la descrizione verrà sdoppiata in due parti.

2. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO DEL TRASMETTITORE.

V_3 è una 6CL6 oscillatrice e triplicatrice, con possibilità di scelta fra due

DATI ELETTRICI DEL TELAIO RADIO FREQUENZA.

R_1, R_5, R_8 = 68 kΩ, ½ W; R_2, R_4, R_7, R_{10} = = 470 Ω, 1 W; R_3, R_{12} = 22 kΩ, 1 W; R_6, R_9 = 15 kΩ, 1 W; R_{11}, R_{15}' = shunt da 5 mA; R_{13}, R_{20}, R_{24} = 20 kΩ, 10 W; R_{14} = 50 kΩ, 2 W; R_{16} = 30 kΩ, 10 W; R_{17}, R_{21} = 6,8 kΩ, 1 W; R_{18}, R_{22} = shunt da 15 mA; R_{19}, R_{23} = = shunt da 300 mA.

C_1, C_{17}, C_{33} = 30 pF, v. testo; C_2 = 150 pF; C_3 = 10.000 pF; C_4 = 50 pF; C_5, C_9, C_{12} = = 30 pF, v. testo; C_6, C_7, C_{10}, C_{11}, C_{13}, C_{14}, C_{18}, C_{19}, C_{24}, C_{25}, C_{27}, C_{41}, C_{42}, C_{43}, C_{44} = = 2.000 pF; C_8 = 25 pF; C_{15}, C_{36} = 2×8 pF, v. testo; C_{16}, C_{23}, C_{26}, C_{28}, C_{29}, C_{34}, C_{35}, C_{37} C_{38} = 500 pF; C_{20}, C_{32} = 2×4 pF, v. testo; C_{21}, C_{22}, C_{30}, C_{31}, C_{39}, C_{40} = 10.000 pF, 1500 V.

L_1 = 15 sp. filo argentato 1,5 mm, spaziatura 1,5 mm, Ø avvolgimento 12 mm; L_2 = 4 sp. filo argentato 1,5 mm, spaziatura 3 mm, Ø avvolgimento 12 mm; L_3 = 6 sp. filo argentato 1,5 mm, spaziatura 1,5 mm, Ø avvolgimento 12 mm, presa alla 4ª spira dal lato massa; L_4 = 4 sp. filo ricop. vipla 1,5 mm, spaziatura 1,5 mm, Ø avvolgimento 12 mm, parzialmente inserita in L_3, presa al centro; L_5 = 4 sp. filo argentato 1,5 mm, spaziatura 3 mm fra le spire e 8 mm al centro, Ø avvolgimento 16 mm, presa al centro; L_6 = 2 sp. filo ricop. vipla 1,5 mm, spaziatura 1,5 mm, Ø avvolgimento 16 mm, inserita al centro di L_5; L_7 = 4 spire filo ricop. vipla 1,5 mm, serrate sulla parte centrale di L_8, Ø avvolgimento 20 mm; L_8 = = spira a U, filo argentato 1,5 mm, lung. 45 mm, largh. 20 mm, gli ultimi 15 mm sono ripiegati all'esterno per il fissaggio allo zoccolo di V_5 presa al centro, la parte centrale di L_8 si trova al centro di L_7; L_9 = 2 strisce in piattina di rame argentato, lung. 75 mm, largh. 10 mm, spaziatura 2 mm; L_{10} = 2 strisce in piattina di rame argentato, largh. 10 mm, lungh. 50 mm, spaziatura 12 mm, affacciate per 20 mm su L_{12}; L_{11} = 2 strisce in piattina di rame argentato, lungh. 75 mm, largh. 10 mm, spaziatura 6 mm; L_{12} = spira a U filo argentato,

(la didascalia segue a pag. 400)

diversi quarzi, Q_1 e Q_2. Delle due successive 5763, V_2 viene usata come triplicatrice, e V_1 come duplicatrice. È bene che S_3 sia in ceramica, per quanto la frequenza in gioco non sia molto elevata. C_1 è un piccolo condensatore ad aria, di tipo Philips, saldato direttamente fra i piedini 1 e 9 di V_1, regolato per la minima capacità che permette un'oscillazione costante.

C_5, C_9 e C_{12} sono condensatori ad aria da 30 pF a regolazione semifissa, del tipo comunemente detto in Italia « a testa di morto ».

Il circuito accordato in placca di V_3 è del tipo in serie a causa dell'elevata frequenza e della non piccola capacità di uscita della 5763. Si raccomanda di collegare C_{12} a massa direttamente sul catodo di V_3 o nelle sue immediate vicinanze. Prima di tarare questi condensatori conviene assicurarsi con un grid-dip meter che la frequenza di risonanza dei relativi circuiti accordati si aggiri intorno alla frequenza desiderata, cioè 24, 72 e 144 MHz rispettivamente in placca di V_1, V_2 e V_3.

C_5, C_9 e C_{12} sono regolati per la massima corrente di griglia di V_4, letta su M_1, ad una frequenza centrale, usando cioè un quarzo intorno a 8055 kHz. Data l'esigua larghezza della banda dei 144 MHz la corrente di griglia di V_4

Fig, 2

sarà piú che sufficiente anche agli estremi della banda. Tale corrente deve avere un valore compreso fra 2,5 e 3 mA.

Il punto freddo di L_3 al quale va collegata la RFC_2 va determinato esattamente per tentativi ed è il punto, toccando il quale con un cacciavite, non si notano variazioni nella corrente di griglia di V_4. L_4 va inserita in L_3 a cavallo del punto freddo fino ad ottenere il valore di corrente di griglia desiderato. Si noti che inserendo tale bobina in L_3 il circuito di placca di V_3 rimane leggermente disaccordato e che, rifacendo l'accordo, si ha un leggero spostamento del punto freddo. Tale complesso di operazioni, cioè l'accordo di C_{12}, la determinazione del punto freddo di L_3 e l'inserimento di L_4 in L_3, andrà quindi successivamente ripetuto alcune volte fino ad ottenere una perfetta regolazione.

In serie al ritorno di griglia di V_4, oltre alla resistenza di polarizzazione e allo strumento M_1, si trova la bobina di RL_1, il quale rappresenta un circuito di protezione per V_4. Infatti tale relè viene eccitato dalla corrente di griglia di V_4, e soltanto quando tale corrente raggiunge un minimo di sicurezza, circa 2 mA, il relè si chiude permettendo la chiusura di un relè a maggiore isolamento, RL_2 il quale a sua volta fa pervenire la tensione anodica alla placca e alla griglia schermo di V_4. Si protegge così V_4 da sovraccarichi di corrente in assenza di eccitazione. Si tenga presente che per semplicità di disegno nello schema le bobine dei relè ed i relativi contatti sono stati indicati separatamente.

Il circuito di placca di V_4 è assolutamente convenzionale; è preferibile ad ogni modo usare, per C_{15}, un condensatore variabile con piastre terminali in ceramica, allo scopo di diminuire la capacità residua verso massa; il condensatore usato era stato costruito dalla ditta MAIOR di Torino.

In serie al circuito che porta la tensione anodica a V_4 si trovano i contatti di RL_2, il quale a sua volta è comandato dalla chiusura di RL_1. Sebbene V_4 funzioni come amplificatrice, non è stata riscontrata la necessità di neutralizzazione, grazie alla completa schermatura dei circuiti a radio frequenza di griglia e di placca.

L'uscita a radio frequenza di V_4 è inviata ad un relè per cavi coassiali, RL_3, comandato dal commutatore di gamma posto sul pannello dell'alimentatore, il quale la smista verso la griglia di V_5 o di V_7, rispettivamente triplicatrice a 420 MHz e amplificatrice finale a 144 MHz.

Sul ritorno di griglia di V_5 si trova un secondo relè ad alta sensibilità RL_4, le cui funzioni sono del tutto analoghe a quelle di RL_1 sopradescritto. La bobina di griglia di V_5, L_8, è saldata direttamente ai piedini del portavalvola, e C_{17}, uguale a C[illegible], è saldato a sua volta sui terminali di L_8. La regolazione di questo condensatore si fa per il massimo di corrente di griglia di V_5, circa 3 mA, e si può effettuare con una pinzetta di ebanite, o mediante un filo di nailon avvolto intorno alla sua parte rotante e trattenuto ai capi.

V_5, come pure V_7, è affondata nel telaio di 3 centimetri per mezzo di colonnette di ottone, per portare i terminali di placca ad un più basso livello e per permettere una più efficace ventilazione dei due tubi.

È consigliabile usare, per le uscite di placca delle QQE06/40 gli appositi clips forniti dalla Philips, che presentano il vantaggio di essere argentati e soprattutto di dissipare efficacemente il calore prodotto dalle placche. A questo riguardo si noti che la QQE06/40 è un tubo meccanicamente piuttosto delicato, specialmente per quanto concerne le uscite di placca, e che in nessun caso i collegamenti a tali terminali potranno essere effettuati con dei conduttori rigidi.

Le linee di placca di V_5 sono sorrette esclusivamente dalle saldature effettuate su C_{20}, e il collegamento alle placche del tubo è realizzato mediante il nastro flessibile di ottone ragentato che fa parte dei clips di contatto. La tensione anodica è applicata attraverso due impedenzine Geloso N 816 nel punto di contatto fra le linee e le strisce flessibili che provengono dai terminali di placca. C_{20} è un condensatore uguale a C_{15}, ma con una piastra in meno su ogni statore. In serie al circuito anodico di V_5 vi sono i contatti di RL_5, comandato da RL_4, con in parallelo due condensatori spegniarco, C_{21} e C_{22}, posti in serie fra di loro per aumentare l'isolamento. Una sezione di RL_5, collegata a due boccole poste sul retro del telaio, viene utilizzata per la posizione « stand by » del ricevitore su 420 MHz.

Il tubo successivo, V_6, è montato in posizione orizzontale per facilitare il trasferimento di radio-frequenza dal circuito di placca di V_5 al circuito di griglia di V_6. Tale trasferimento avviene mediante due pezzi della medesima piattina usata per L_9, saldati direttamente sui piedini del portavalvola di V_6 ed affacciati sulla parte terminale di L_9. La posizione esatta di L_{10} rispetto ad L_9 è determinata dal punto in cui si ha la massima corrente di griglia di V_6, leggibile su M_3, che deve raggiungere circa 6 mA. Tale posizione si può trovare spostando L_{10} per mezzo di due bastoncini di vetro o di ebanite. Si ponga molta cura, durante questa operazione, a che L_{10} non

giunga a contatto di L_9, per non incorrere nell'immediato deterioramento di V_6; sarà quindi prudente incollare sulla parte interna di L_{10} due sottili foglietti di mica.

RFC_6 e RFC_7 sono saldate direttamente ai piedini 3 e 6 del portavalvole di V_6.

In serie alla griglia e alla placca di V_6 come pure di V_7, vi è il medesimo circuito di protezione già descritto per V_4 e V_5, costituito da RL_7 e RL_8.

Per esigenze di spazio sul pannello, i medesimi strumenti M_3 e M_4 misurano la corrente di griglia e di catodo sia di V_6 che di V_7, e sono commutati da RL_6, comandato insieme a RL_3, dal commutatore di gamma; nello schema, per semplicità, M_3 e M_4, e RL_6 sono stati disegnati due volte, nei relativi circuiti interessati di V_6 e V_7.

È intuitivo che disponendo di maggiore spazio, o di strumenti più piccoli, M_3 e M_4 possono essere sostituiti da quattro strumenti separati, nel qual caso RL_6 diventa superfluo.

Il circuito oscillante di placca di V_6 è del tutto simile a quello di V_5, e non merita quindi di essere descritto. Si noti soltanto che per ragioni di simmetria sul pannello, C_{32} è comandato mediante un albero fornito di due giunti cardanici.

La radio frequenza prelevata da L_{12} viene inviata ad un relè per cavo coassiale, RL_9, uguale a RL_3, il quale provvede alla commutazione dell'antenna per 420 MHz dal trasmettitore al relativo ricevitore. Tale relè è comandato da S_2, che funziona da commutatore ricezione-trasmissione, ma il comando prima di pervenire a RL_9, ritorna al telaio dell'alimentatore, in modo che soltanto quando il commutatore di gamma si trova in posizione 420 MHz. RL_9 si chiude quando S_2 è in posizione « trasmissione ». Ad ogni modo questo argomento verrà ripreso nella descrizione dell'alimentatore.

L'accoppiamento di L_{11} e L_{12} verrà aumentato fino ad ottenere, con l'antenna collegata, una corrente catodica massima, su V_6, di 180 mA, in condizioni di « dip ».

Come già su V_4, anche su V_6 e su V_7 non è stata riscontrata la necessità di neutralizzare lo stadio.

V_7 funziona come amplificatrice file a 144 MHz. La radio frequenza perviene in griglia attraverso RL_3. Per L_{13} e L_{14}, salvo le diverse dimensioni, vale quanto già detto a proposito di V_5, e così pure per il fissaggio e la regolazione di C_{33}, uguale a C_{17}. In griglia e in placca vi è il solito circuito combinato di protezione, costituito da RL_{10} e RL_{11}. L'unica variante consiste nel fatto che RL_{11} ha una resistenza più bassa, poichè la corrente di griglia di V_7 è di circa 11 mA. Come già per V_5, è stata usata una sezione di RL_{10} per la posizione « stand by » del ricevitore per 144 MHz.

M_3 e M_4 misurano la corrente di griglia e la corrente catodica e vale quanto già detto a proposito di V_6.

C_{36} è uguale a C_{15} e sostiene L_{15}

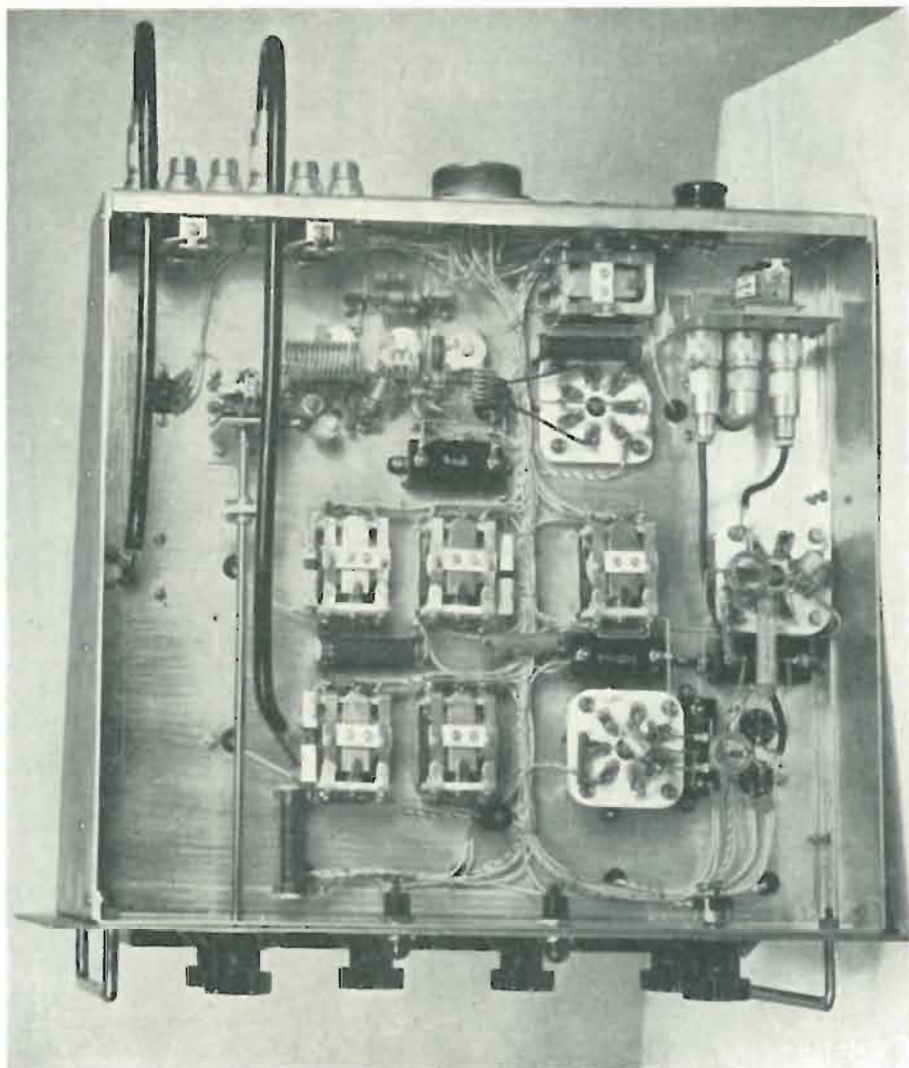



Fig. 3

mediante due collegamenti corti e rigidi saldati direttamente agli statori e a L_{15}.

Sempre per ragioni di simmetria del pannello, C_{36} è comandato per mezzo di due pulegge e di un cavetto di acciaio.

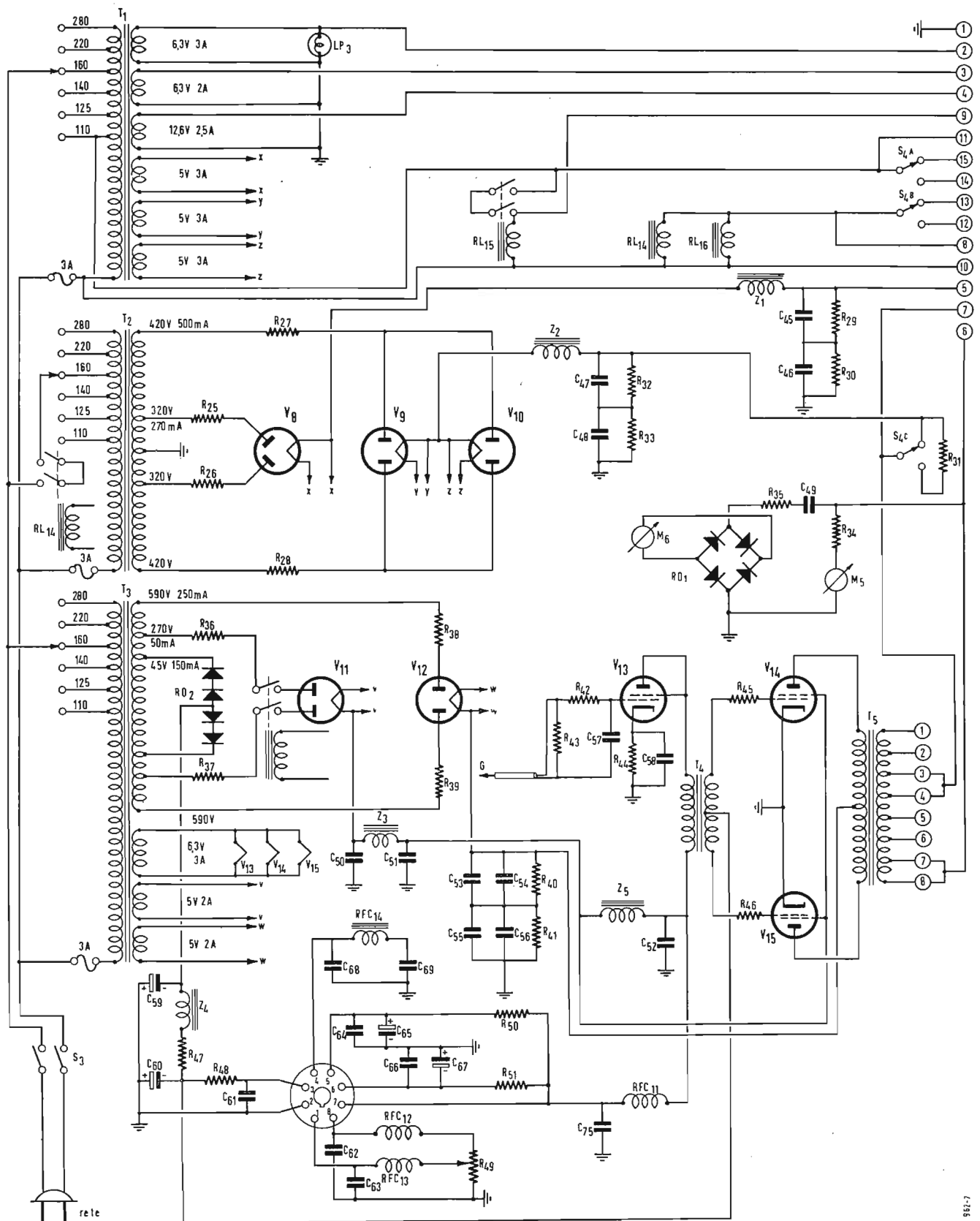
L_{16} manca nella fotografia. ed è costituita da una spira a U posta nell'interno di L_{15}. Anche qui l'accoppiamento di L_{15} e L_{16} verrà aumentato fino ad ottenere una corrente catodica massima di V_7 di 180 mA in condizioni di « dip », con l'antenna inserita. La radio frequenza, come già per V_6 viene inviata ad un terzo relè per cavo coassiale, RL_{12}, che provvede alla commutazione dell'antenna dei 144 MHz.

Per diminuire il consumo di V_5, V_6 e V_7, piuttosto costosi, tali tubi vengono spenti quando la relativa gamma non viene usata, e l'alimentazione dei filamenti viene commutata da RL_{13}, comandato dal commutatore di gamma. Due lampadine, LP_1 e LP_2, poste in parallelo ai filamenti di V_6 e di V_7, e situate sul pannello, indicano su quale delle due gamme, il trasmettitore è in funzione.

I tre capi di S_2, che funziona da commutatore ricezione-trasmissione, passano attraverso uno zoccolo octal, posto sul retro del telaio, nel quale viene inserita una spina fornita di tre ponticelli. Tale sistemazione permette di inserire nello zoccolo una seconda spina alla quale faccia capo, ai piedini 6, 7 e 8, un altro deviatore semplice, in modo da realizzare il comando a distanza del trasmettitore.

Analizzando le fotografie si nota: In fig. 1, nella parte superiore, da sinistra, in alto: M_1 M_2 M_3 e M_4; nella fila centrale, da sinistra i comandi di C_{15} C_{20} C_{36} e C_{32}; nella fila in basso: S_2 LP_1 LP_2 e S_1. Nella parte inferiore sempre da sinistra: M_5 e M_6, che misurano rispettivamente il valore dell'A.T. e la percentuale di modulazione. In basso, sempre da sinistra, vi sono: S_3, interruttore generale di rete; LP_3 spia di accensione; R_{49}, controllo dell'ampiezza di modulazione; l'ingresso del microfono, e infine S_4, commutatore di gamma.

In fig. 2, nella parte posteriore del telaio, da sinistra, vi sono: la presa octal per il comando a distanza, le due coppie di boccole per lo « stand by » dei ricevitori, il bocchettone a 15 capi a cui perviene il cavo proveniente dall'alimentatore, e le uscite di RL_9 e RL_{12}.

Sul piano del telaio, partendo da

(segue da pag. 397)

1,5 mm, ricoperto sterling, lungh. 80 mm, larghezza 6 mm, parallela a L_{11} ; L_{13} = 2 sp. filo ricop. vipla 1,5 mm, serrate sulla parte centrale di L_{14} , ∅ avvolgimento 20 mm; L_{14} = spira a U filo argentato 1,5 mm, lungh. 65 mm, larghezza 20 mm, gli ultimi 15 mm sono ripiegati all'esterno per il fissaggio allo zoccolo di V_7 , presa al centro; L_{15} = 2 tubetti in rame argentato ∅ 6 mm, lungh. 140 mm, spaziatura 40 mm; L_{16} = spira a U filo argentato 1,5 mm, lungh. 50 mm, larghezza 20 mm, posta all'interno di L_{15} .

LP_1 , LP_2 = lampadine 12,6 V, 0,15 A; S_1 , S_2 = Commutatori 1 via, 2 posizioni; Q_1 , Q_2 = = Quarzi 8000 ÷ 8111 kHz; RFC_1 = 3 mH (Geloso N. 557); RFC_2 , RFC_3 , RFC_4 , RFC_5 RFC_6 , RFC_7 , RFC_8 , RFC_9 , RFC_{10} = 3 μH (Geloso N. 816); RL_1 , RL_4 , RL_7 = Relè Ducati N. 7411.26; RL_{11} = Relè Ducati N. 7411.33; RL_2 , RL_5 , RL_6 , RL_8 , RL_{10} , RL_{13} = Relè Veam RBF 1150/2d, 110 V c.a.; RL_3 , RL_9 , RL_{12} = Relè Veam RC 1137/25, 110 V c.a.; M_1 , M_2 = ICE mod. 360, sens. 1 mA f.s., scala 5 mA f.s.; M_3 = ICE mod. 360, sens. 1 mA f.s., scala 15 mA f.s.; M_4 = ICE mod. 360, sens. 1 mA f.s., scala 300 mA f.s.; V_1 = 6CL6; V_2 , V_3 = 5763; V_4 = QQE04/20; V_5 , V_6 , V_7 = QQE06/40.

DATI ELETTRICI DEL TELAIO ALIMENTATORE E MODULATORE

R_{25} , R_{26} , R_{27} , R_{28} , R_{36} , R_{37} , R_{38} , R_{39} = 10 Ω, 2 W; R_{29} , R_{30} , R_{32} , R_{33} = 50 kΩ, 2 W; R_{31} = = 300 Ω, 10 W; R_{34} = resist. di caduta per 500 V; R_{35} = 27 kΩ, ½ W; R_{40} , R_{41} = 470 kΩ, 1 W; R_{42} , R_{50} = 47 kΩ, ½ W; R_{43} = 470 kΩ, ½ W; R_{44} = 680 Ω, 2 W; R_{45} , R_{46} = 100 Ω, 1 W; R_{47} = 25 Ω, 1 W; R_{48} = 115 Ω, 2 W; R_{49} = potenza. 0,5 MΩ; R_{51} = 10 kΩ, ½ W; R_{52} = 2,2 MΩ, ½ W; R_{53} , R_{54} = 0,1 MΩ, ½ W; R_{55} = 1 MΩ, ½ W; R_{56} = 1 kΩ, ½ W; R_{57} = 6,8 kΩ, ½ W; R_{58} = 1,5 kΩ, ½ W.

(la didascalia segue a pag. 401)

destra in alto vi sono: RL_7, Q_1 e Q_2, V_1 V_2 e V_3, RL_1, V_4 e il gruppo formato da C_{15} L_5 e L_6; sopra V_1 V_2 e V_3, un po' spostate a sinistra si notano le viti di regolazione di C_5 C_9 e C_{12}.

Nella fila centrale, da sinistra: V_5, L_9, C_{20} e L_{10}, V_6, L_{11}, C_{32} e L_{12}; in basso, da sinistra: RL_4 e RL_{11}, V_7, C_{36} e L_{15}. Nella fotografia manca L_{16}.

PARTE SECONDA

L'alimentatore del trasmettitore è costituito da due trasformatori separati, T_1 e T_2, di cui il primo fornisce la bassa tensione necessaria all'accensione dei tubi, ed il secondo le tensioni anodiche. Tale sistemazione comporta il vantaggio di poter agire direttamente sul primario di T_2 quando si voglia interrompere l'AT del trasmettitore. Questa funzione viene espletata da RL_{14}, comandato dall'interruttore S_2 posto sul pannello della parte AF.

T_1 ha sei avvolgimenti di BT di cui il primo serve per accendere V_1, V_2 e V_3, il secondo V_4, il terzo V_5, V_6 e LP_3 oppure V_7 e LP_5 a seconda della gamma in funzione, e gli ultimi tre le raddrizzatrici V_8, V_9 e V_{10}. Questi ultimi devono essere molto ben isolati fra di loro, rispetto agli altri e rispetto a massa, poichè in essi circola l'AT prodotta da T_2. Il primario di T_1 deve essere maggiorato in modo da poter fornire 30 W a 110 V c. a. necessari per il funzionamento di quasi tutti i relè, esclusi cioè RL_1, RL_4, RL_7 e RL_{11} i quali si chiudono per il passaggio della corrente di griglia di V_4, V_5, V_6 e V_7.

Di tale tensione a 110 V il conduttore collegato al capo 10 del cavo a 15 conduttori che unisce fra loro le due unità rappresenta il caso comune. Il relè RL_{15} funziona da protezione per i tubi del trasmettitore: infatti impedisce che la tensione di accensione e la tensione anodica vengano applicate contemporaneamente. Tale eventualità potrebbe verificarsi soltanto se, all'atto della chiusura di S_3, S_2 si trovasse in posizione « trasmissione », chiudendo il circuito fra i capi 8 e 9. Ma in tal caso RL_{15} rimarrebbe aperto, impedendo alla tensione a 110 V di fluire attraverso i capi 8 e 9, e conseguentemente di far chiudere i relè RL_{14} e RL_{16} i quali a loro volta chiudono i circuiti degli alimentatori anodici del trasmettitore e del modulatore. Infatti RL_{15} è un relè che lavora in autoblocco, e soltanto quando sia stato chiuso il circuito fra i capi 9 e 11 si chiude e rimane chiuso, anche se tale circuito viene successivamente interrotto. Per chiudere tale circuito è necessario portare S_2 in posizione « ricezione »; in tal modo, se all'atto dell'accensione del trasmettitore S_2 si trovasse inavvertitamente in posizione « trasmissione », le tensioni anodiche non verrebbero applicate finchè S_2 non venisse portato in posizione « ricezione » e quindi nuovamente in « trasmissione ». Questa protezione evidentemente agisce anche quando si verificassero delle momentanee interruzioni di rete o qualora non fosse connesso il cordone a quindici capi di collegamento fra le due unità.

Il commutatore S_4 è a tre vie e due posizioni, e viene utilizzato quale commutatore di gamma.

La sezione S_{4A} nella quale la tensione a 110 V, proveniente da T_1 è sempre presente, non essendo subordinata alla chiusura di RL_{15}, provvede a commutare i relè RL_3, RL_6 e RL_{13} i quali, rispettivamente, effettuano lo scambio della r. f. di pilotaggio alle griglie di V_5 o di V_7, della BT di accensione ai filamenti di V_5, V_6 e LP_1 o V_7 e LP_2, e degli strumenti M_3 e M_4 alla griglia e al catodo di V_5 o di V_7. La sezione S_{4B}, a cui la tensione a 110 V perviene quando S_2 è in posizione « trasmissione » ed è subordinata alla chiusura di RL_{15}, provvede ad inviare tale tensione a RL_9 o a RL_{12} i quali commutano dal trasmettitore al ricevitore l'antenna, rispettivamente dei 420 e dei 144 MHz, in modo che, quando S_2 è in posizione « trasmissione », soltanto l'antenna della gamma usata, viene connessa al circuito d'uscita del trasmettitore, mentre l'antenna non usata in trasmissione rimane connessa al relativo ricevitore, per cui è possibile effettuare un collegamento in « duplex » senza essere costretti ad alcuna manovra supplementare. Della sezione S_{4C} sarà detto in seguito.

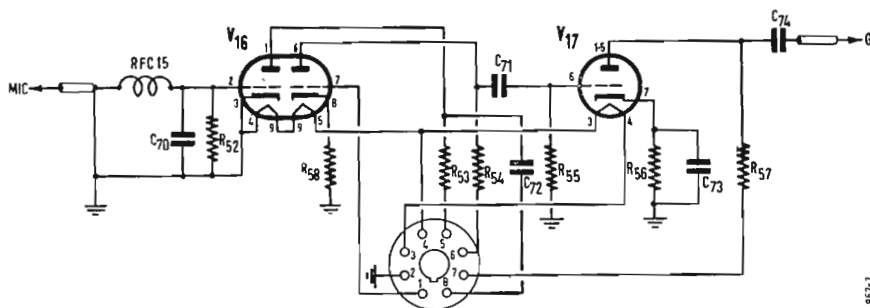
T_2 fornisce l'AT necessaria al trasmettitore; il doppio avvolgimento del secondario a 420 V presenta due prese a 320 V per l'alimentazione anodica di V_1, V_2, V_3 e V_4: al raddrizzamento provvede V_8, una 83, e l'AT così ottenuta, livellata da Z_1, C_{45} e C_{46} viene senz'altro inviata al capo 5 del cavo multiplo.

Per raddrizzare l'AT a 420 V sono state usate due 83 in parallelo, V_9 e V_{10}, data la forte corrente richiesta da V_5, V_6 e V_7. Il filtro, a parte le diverse caratteristiche di Z_2 è analogo a quello sopramenzionato. Si noti in entrambi il collegamento in serie degli elettrolitici per raddoppiare la tensione di lavoro, e le resistenze poste in parallelo ad essi allo scopo di ripartire equamente la tensione presente ai loro capi e di rappresentare un carico sempre applicato all'alimentatore; questo carico risulta utile nei casi in cui V_5 V_6 e V_7 non assorbono corrente per mancanza di pilotaggio, a causa dell'apertura dei relè di griglia e conseguentemente dei rispettivi relè posti in serie alle alimentazioni anodiche e di griglia schermo.

In serie alle placche di V_8, V_9 e V_{10} sono poste delle resistenze da 10 Ω 2 W per proteggere tali tubi da eventuali sovraccarichi di corrente.

Quando il trasmettitore è in funzione su 420 MHz l'AT a 420 V, passa per mezzo di S_{4C}, attraverso una resistenza di caduta, R_{31}, ad alto potere di dissipazione, la quale riduce l'AT di una quarantina di V, in modo da far funzionare V_5 e V_6, che lavorano ad una frequenza più alta di V_7, con una tensione minore, per impedire un surriscaldamento dei tubi medesimi; è possibile tuttavia eliminare R_{31} e far funzionare V_5 e V_6 alla stessa tensione di V_7, provvedendo alla ventilazione forzata di tali tubi.

Di tale tensione anodica, prelevata dal capo comune di S_{4C}, parte viene inviata direttamente al capo 7 del cavo di collegamento, per alimentare V_5 quando il complesso funzion asu 420 MHz, e parte perviene al capo 6, per l'alimentazione del tubo finale, cioè di V_6 o di V_7, passando attraverso il secondario del trasformatore di modulazione T_5. Questo trasformatore è un Geloso N 6055, ed il suo secondario è stato disposto per una impedenza di uscita di 2.000 Ω, come richiesto dalle QQE 06/40 unendo fra loro i capi 3-4 e 7-8 e collegando l'ingresso e l'uscita dell'AT da modulare ai capi 3 e 7.

Al cavo che trasporta l'AT modulata sono collegati i due strumenti

(segue da pag. 400)

C_{45}, C_{46}, C_{47}, C_{48} = 80 μF, 500 V; C_{49} = 50.000 pF; C_{50}, C_{51}, C_{52} = 32 μF, 350 V; C_{53}, C_{54}, C_{55}, C_{56} = 16 μF, 500 V; C_{57}, C_{62}, C_{63}, C_{70} = = 100 pF; C_{58} = 25 μF, 30 V; C_{59} = 100 μF, 50 V; C_{60}, C_{69} = 250 μF, 25 V; C_{61}, C_{64}, C_{66}, C_{68}, C_{71}, C_{72}, C_{75} = 2000 pF; C_{65}, C_{67} = 8 μF, 500 V; C_{73} = 10 μF, 25 V; C_{74} = 10.000 pF.

RL_{14}, RL_{15}, RL_{16} = Veam RBF 1150/2d, 110 V c.a.; RFC_{11} RFC_{12}, RFC_{13}, RFC_{14}, RFC_{15} = Geloso N. 816; LP_3 = lampadina 6,3 V, 0,32 A; S_3 = interruttore a due vie; S_4 = commutatore a tre vie, due posizioni; M_5 = ICE mod. 360, sens. 1 mA, scala 500 V f.s.; M_6 = ICE mod. 360, sens. 1 mA, scala 150 % f.s. a bassa inerzia; V_8, V_9, V_{10} = 83; V_{11} = 5Y3GT; V_{12} = 5R4GY; V_{13} = 6L6G; V_{14} V_{15} = 807; V_{16} = 12AX7; V_{17} = 6C4.
Z_1 = 4H, 270 mA; Z_2 = 2,5 H, 500 mA; Z_3 = = Geloso Z303R; Z_4 = Geloso Z309R; Z_5 = = Geloso Z305R.
RD_1 = vedi testo; RD_2 = Geloso N. 8374; T_1 = per il primario v. testo, sec: 6,3 V, 3 A - 6,3 V, 2 A - 12,6 V, 2,5 A - 3×5 V, 3 A; T_2 = = secondario 2×420 V, 500 mA con prese a 320 V, 270 mA; T_3 = Geloso N. 6204; T_4 = = Geloso N. 141/10087; T_5 = Geloso N. 6055.

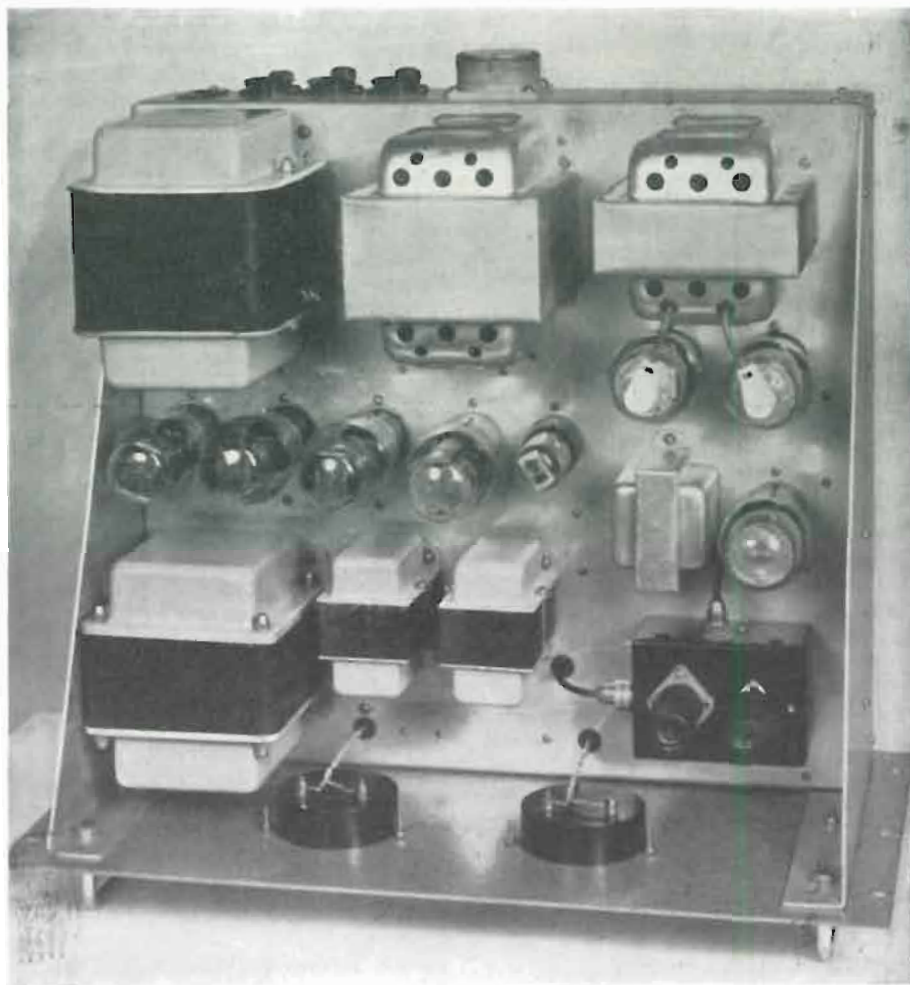



Fig. 4

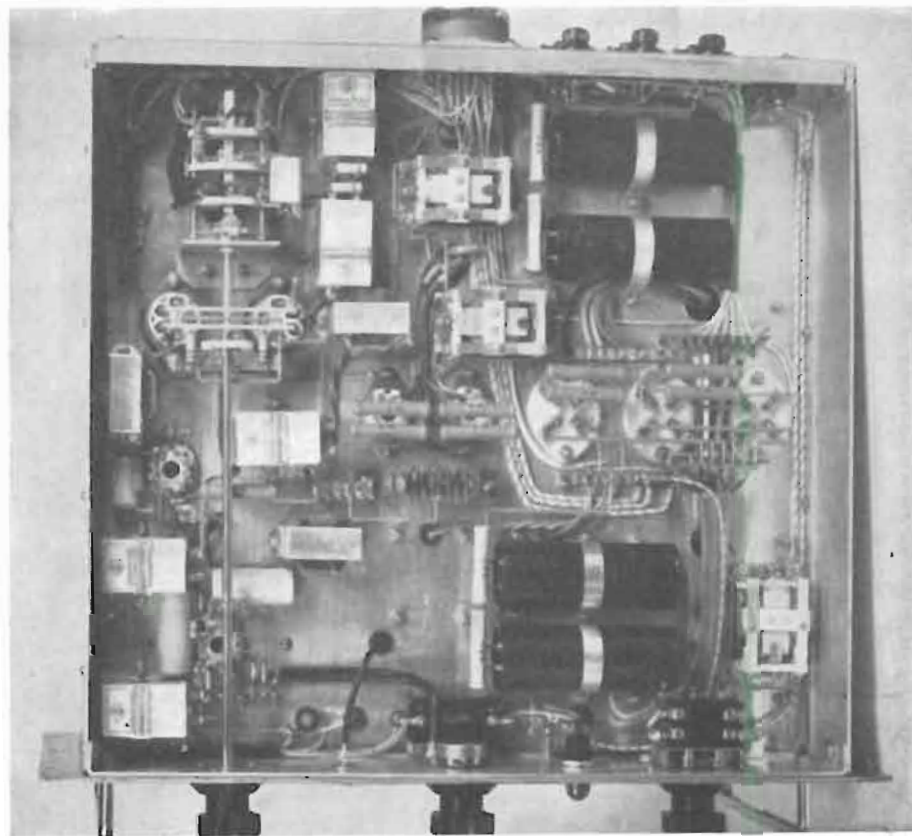



Fig. 5

M_5 e M_6; il primo, con in serie la resistenza di caduta R_{34}, misura la tensione anodica dello stadio finale; il secondo, al quale, attraverso R_{35} e C_{49} perviene soltanto la componente di *BF*, raddrizzata poi da RD_1, indica la percentuale di modulazione. RD_1 è un piccolo raddrizzatore ad ossido per strumenti da 1 mA.

Il modulatore è costituito da tre triodi di amplificatori di tensione in cascata, da una 6L6 pilota funzionante da triodo e da un push-pull di 807 che lavorano in classe AB_2. Il complesso eroga 75 W di BF.

Il trasformatore di alimentazione T_3 è un Geloso N 6204 che ha sul secondario di AT due prese a 270 V, usate per l'alimentazione anodica di V_{16} V_{17} e V_{13} e delle griglie schermo di V_{14} e V_{15}, e due prese a 44 V le quali forniscono la tensione di polarizzazione di griglia di V_{14} e V_{15} e la tensione per l'accensione in c.c. dei filamenti di V_{16} e V_{17}, allo scopo di eliminare qualsiasi possibilità di ronzio, Il raddrizzamento è effettuato dal raddrizzatore RD_2 e il livellamento da Z_4, C_{49} e C_{60}. Le due resistenze R_{47} e R_{48} servono ad ottenere, per caduta, gli esatti valori di tensione richiesti, e cioè — 32 V per le griglie di V_{14} e V_{15} e — 18 V per l'accensione di V_{16} e V_{17}.

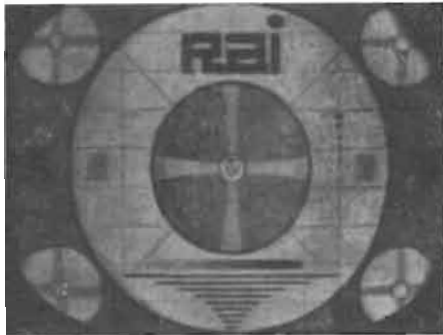
Al raddrizzamento delle alte tensioni provvedono V_{11}, una 5Y3, per i 270 V, e V_{12}, una 5R46Y, per i 590 V. In serie alle placche di questi tubi vi sono le medesime resistenze di protezione già trovate per V_8, V_9 e V_{10}.

Per interrompere la tensione anodica al modulatore durante i periodi in cui il complesso è in posizione di « stand-by » non è possibile agire sul primario di T_3, e nemmeno sul ritorno dell'avvolgimento di AT poichè, così facendo, si spegnerebbero i filamenti di V_{16} e V_{17}. L'ostacolo è stato aggirato interrompendo, mediante RL_{16}, entrambi i conduttori che portano l'AT a 270 V alle placche di V_{11}. Viene a mancare così la tensione anodica a V_{16}, V_{17} e V_{13} e alle griglie schermo di V_{14} e V_{15}; la tensione anodica a 590 V rimane applicata alle placche di questi ultimi due tubi, ma data la presenza del negativo fisso di griglia e la mancanza di tensione di griglia schermo la corrente anodica scende a valori trascurabili.

Il segnale perviene in griglia di V_{13} mediante un cavo schermato, dal telaino del preamplificatore, di cui sarà detto in seguito. L'inversione di fase è effettuata mediante un rasformatore intervalvolare Geloso N 141/10087. Del come collegare T_5 è già stato detto in precedenza.

Il preamplificatore è stato costruito su un telaino separato, chiaramente visibile in fig. 4, in modo da schermare completamente i circuiti relativi ed evitare qualsiasi possibilità di r. f. feed-back.

(il testo segue a pag. 419)

Ricezione dei Programmi TV Italiani in Polonia

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12

Un nostro lettore polacco, il sig. Zdzislaw Olszewski di Bialystok, di cui avemmo occasione di parlare in una nostra corrispondenza dal titolo Ricezione dei Programmi TV Occidentali Oltre « Cortina » (*l'antenna*, gennaio 1956, XXVIII, 1, pag. 8), ci ha molto gentilmente inviato una serie di fotografie riprese sullo schermo del suo televisore e relative a trasmissioni della Rai, avvenute Domenica 21 luglio 1957 tra le 10.30 e le 12.00, ora locale. Le fotografie sono riportate senza ritocchi.

La stazione ricevuta, secondo le indicazioni del nostro corrispondente, è su 54 MHz e può essere individuata, con ogni probabilità nella emittente di Monte Caccia, presso Bari, a circa 1500 km da Bialystok. Qui sopra riproduciamo una serie di 12 fotogrammi, ringraziando nuovamente il sig. Zdzislaw Olszewski di Bialystok.

Elementi di Calcolazione di

Dott. Ing. Gustavo Kuhn

CHI SI accinge a progettare uno stadio amplificatore a bassa frequenza a transistore, si trova sovente imbarazzato davanti agli svariati modi di esprimere le caratteristiche di questo nuovo componente.

In questa calcolazione non può essere invocata la similitudine fra transistore e tubo elettronico: in un transistore, a differenza che in una valvola, troveremo sempre una corrente e quindi una potenza in ingresso, ed una stretta dipendenza fra caratteristiche di uscita e di entrata.

Come si è detto, oltre che dalla novità, la questione è complicata dagli svariati sistemi usati dai costruttori per indicare i parametri di funzionamento.

Lo scopo di questo articolo è di illustrare brevemente questi sistemi, mettere in evidenza quello che porta alle formule di calcolazione più semplici, e di dare una tabella di conversione fra i sistemi più usati.

La trattazione è puramente introduttiva, ed è limitata in questa puntata allo stadio chiamato emettitore a massa.

E questo uno dei modi d'impiego di un transistore come amplificatore.

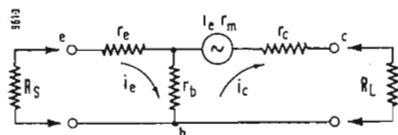



Fig. 1 - Circuito equivalente a T di un transistore.

Esso è stato scelto perchè è il circuito più usato con i transistori a giunzione, in quanto esso assicura il massimo guadagno di corrente. di tensione e di potenza.

Il secondo circuito in ordine di importanza, quello con base a massa riveste uno speciale interesse solo nel caso dei transistori a punte, i quali diventano di giorno in giorno meno impiegati. e sono sulla via di cedere il campo ai transistori a giunzione.

Ricordiamo per il lettore, che i circuiti d'impiego dei transistori sono in totale tre. e precisamente con emettitore a massa, con base a massa e con collettore a massa.

La tabella I riassume le caratteristiche principali dei tre montaggi, quando siano usati dei transistori a giunzione:

TABELLA I

	Emettitore a massa	Base a massa	Collettore a massa
Impedenza d'ingresso	alta	bassa	molto alta
Impedenza d'uscita	media-alta	molto alta	bassa
Guadagno di corrente	alto	$\lesssim 1$	alto
Guadagno di tensione	alto	alto	$\lesssim 1$
Guadagno di potenza	massimo	alto	alto

Si fa ancora notare. per chi gradisce i paragoni, l'analogia di questi montaggi con quelli impieganti dei tubi elettronici:

Emettitore a massa - Catodo a massa
Base a massa - Griglia a massa (Grounded grid)
Collettore a massa - Inseguitore catodico (Cathode follower)

Questa analogia comprende anche la relazione di fase esistente fra il segnale di uscita e quello di entrata.

Le formule che saranno date in seguito permettono quindi di calcolare, partendo dai parametri statici indicati dal costruttore, degli amplificatori a bassa frequenza impieganti transistori a giunzione montati con emettitore a massa [1].

(1) La locuzione a massa fino a qui impiegata va intesa con riferimento al segnale a corrente alternata, e non alle tensioni di alimentazione. Inoltre il dimensionamento di un circuito ottenuto con le formule che seguono presuppone che le tensioni di alimentazione siano scelte in modo che il transistore lavori entro il campo lineare delle sue caratteristiche, e che la potenza massima in esso dissipata non superi il valore ammissibile fornito dal costruttore.

1. - CARATTERISTICHE STATICHE.

Uno dei sistemi più usato dai fabbricanti per indicare i parametri di un transistore fa uso del circuito equivalente molto semplice riportato in fig. 1, che rappresenta uno stadio base alla massa.

La conoscenza dei quattro parametri r_e, r_b, r_c ed r_m che compaiono in fig. 1 permette comunque l'identificazione del transistore, e la calcolazione anche nel caso di altre connessioni per esempio emettitore a massa. Le formule coinvolte sono però alquanto complicate, ed è richiesta una gran massa di calcolo.

Un secondo sistema considera il transistore un quadripolo in circuito aperto, e ne fornisce i quattro parametri relativi, solitamente indicati con r_{11}, r_{12}, r_{21} e r_{22}. Anche questo sistema porta però a formule molto complicate ed ingombranti.

Esiste un terzo sistema, che riduce sempre il transistore ad un quadripolo, ed i cui parametri, cosidetti « ibridi », sono indicati con h_{11}, h_{12}, h_{21} e h_{22}. Esso ha il vantaggio di fornire dei parametri che sono facilmente misurabili, ma non porta alcuna apprezzabile semplificazione nelle formule.

Amplificatori a Transistori Bassa Frequenza

Scopo di questo articolo è quello di illustrare brevemente i vari sistemi usati dai costruttori per indicare i parametri di funzionamento dei transistori e di mettere in evidenza quello che porta alle formule di calcolazione più semplici

Un quarto sistema è proposto dalla Casa inglese Mullard. Il transistore è sempre considerato un quadripolo, due morsetti di entrata e due di uscita. Si fa uso di cinque parametri, qui appresso indicati, l'uso dei quali semplifica estremamente le formule di calcolazione.

Il quadripolo è considerato attivo, lineare e possedente un guadagno di corrente fra l'ingresso e l'uscita. I cinque parametri caratteristici scelti sono:

1) Guadagno di corrente (a') con l'uscita in corto circuito agli effetti del segnale.

2) Resistenza di ingresso (r'_{11}) con l'uscita in circuito aperto agli effetti del segnale.

3) Resistenza di ingresso (r'_{in}) con l'uscita in corto circuito

4) Resistenza di uscita (r'_{22}) con l'ingresso in circuito aperto.

5) Resistenza di uscita (r'_{out}) con l'ingresso in corto circuito.

Gli schemi in fig. 2 illustrano questi cinque parametri, e la tabella II riporta le formule di calcolazione, con riferimento alle specificazioni della figura 3.

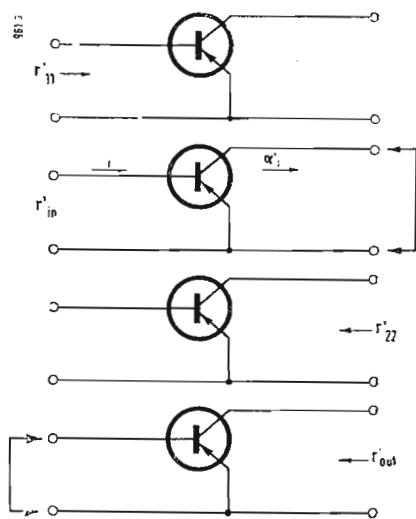



Fig. 2 - Parametri statici del sistema semplificato.

Come è facile osservare, le formule sono di una estrema semplicità, se si paragonano a quelle relative ad altri sistemi.

Esse sono costituite da un termine fisso (che dipende unicamente dal transistore) moltiplicato per un termine contenente i parametri del circuito esterno.

2. - INTERPRETAZIONE DELLE FORMULE.

Prendiamo come esempio il transistore tipo OC71, i cui parametri sono i seguenti:

$a' = 56$
$r'_{11} = 590\ \Omega$
$r'_{in} = 910\ \Omega$
$r'_{22} = 10{,}4\ \text{k}\Omega$
$r'_{out} = 16\ \text{k}\Omega$

La *resistenza dinamica d'ingresso* decresce dal valore r'_{in} (910 Ω) al valore r'_{11} (590 Ω), all'aumentare della resistenza di carico.

La *resistenza dinamica di uscita* decresce dal valore r'_{out} (16 kΩ) al valore r'_{22} (10 kΩ) all'aumentare della resistenza della sorgente del segnale.

La formula che permette di calcolare il *guadagno di tensione* è la sola molto simile alla corrispondente formula per un tubo elettronico. Il guadagno aumenta all'aumentare della resistenza di carico, per arrivare ad un massimo di $a' \dfrac{r'_{22}}{r'_{11}}$ (= 1000).

Il *guadagno di corrente* cade rapidamente all'aumentare della resistenza di carico.

Il *guadagno di potenza* presenta un massimo per $R_L = \sqrt{r'_{22} \cdot r'_{out}} = 13\text{k}\Omega$

Con questa resistenza di carico la resistenza di ingresso diviene $R_{in} = \sqrt{r'_{11} \cdot r'_{in}} = 730\ \Omega$.

Per trasferire quindi la massima potenza al transistore dalla sorgente, questa deve essere regolata in modo che la sua impedenza interna sia di 730 Ω.

L'adattamento del carico e della sorgente a questa condizione di ottimo è realizzato nel modo più semplice impiegando dei trasformatori di ingresso e di uscita.

Terminiamo notando che il guadagno massimo di potenza di un transistore

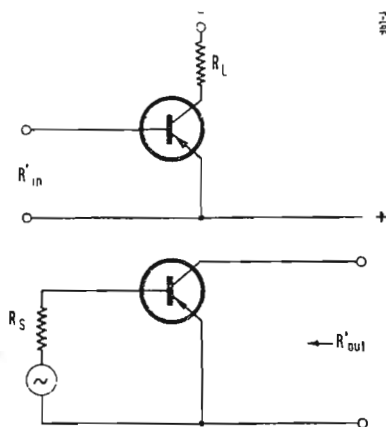



Fig. 3 - Caratteristiche dinamiche, emettitore a massa.

OC71 è molto maggiore nella connessione emettitore alla massa che in quella base alla massa (40 dB contro 28 dB).

3. - CONVERSIONE DEL SISTEMA r_e, r_b, r_c e r_m.

La tabella III dà le formule di passaggio dai parametri del circuito equivalente a « T » di un qualsiasi transistore ai parametri statici di cui si fa oggetto in questo articolo.

Ciò permette di usufruire della notevole semplificazione delle formule di calcolazione delle caratteristiche dinamiche conseguente all'impiego dei parametri statici.

4. - CONCLUSIONE.

Il metodo esposto permette di calcolare rapidamente le caratteristiche fondamentali di ogni singolo stadio

(il testo continua a pag. 419)

notiziario industriale

Misure di Potenza nelle Bande VHF

La misura di potenza RF, può essere eseguita ricorrendo a metodi diretti o a metodi indiretti. Nell'articolo si descrivono alcuni strumenti realizzati allo scopo dall'industria.

UN MISURATORE di potenza a radio frequenza ideale dovrebbe fornire valori assoluti ed assorbire o trasmettere la potenza senza riflessione; inoltre non dovrebbe richiedere accordo e dovrebbe dare letture istantanee. In pratica la misura assoluta di potenza a R.F. è un processo lento con l'impiego di apparati ingombranti e complicati. Essendo la determinazione della potenza R.F. una delle misure fondamentali nelle bande V.H.F. è desiderabile che gli apparati siano portatili e di uso facile. Per queste ragioni la maggior parte dei misuratori di potenza a R.F. usano un sistema di misura indiretta.

Una misura assoluta implica necessariamente la dissipazione della potenza da misurare nell'apparato stesso; per misure non assolute la potenza può essere controllata durante il percorso dal trasmettitore all'antenna. Questo ultimo metodo permette di eseguire il controllo sotto le normali condizioni di lavoro, ma generalmente vi sono molte variabili per una misura accurata ed è preferibile adoperare un carico di caratteristiche conosciute il quale dia i vantaggi propri di un dissipatore di potenza senza radiazioni indesiderate.

È conveniente considerare il misuratore di potenza in 2 sezioni: rivelatore-indicatore e carico. L'indicatore di potenza del tipo non dissipativo conterrà naturalmente solo l'elemento rivelatore e indicatore.

1. - METODI DIRETTI.

Consideriamo prima i metodi per eseguire misure assolute cioè quelli che danno risultati in termini di massa, temperatura, tempo e calore specifico. La potenza R.F. deve venire dissipata in calore in un apposito carico facente parte del calorimetro. Il carico può essere sia liquido es.: acqua o alternativamente composto da materiale resistivo in contatto con un fluido calorimetrico sia a gas che liquido. Questo fluido di cui è noto il calore specifico viene passato attraverso l'area dissipante del calore e quando le condizioni si sono stabilizzate misurando il flusso e l'aumento di temperatura è possibile calcolare la quantità di potenza dissipata.

Questo sistema non si presta comunque per misure dirette ad eccezione di qualche caso particolare. Per potenze piccole il flusso di fluido è basso e l'aumento di temperatura è difficile da misurare accuratamente; inoltre le perdite di calore tendono ad essere costanti e causano errori maggiori a potenze più basse. Ogni misura richiede poi considerevole tempo dato che è necessario che le condizioni si stabilizzino. Per queste ragioni un wattmetro colorimetro è generalmente usato solo nei laboratori ed ha poche applicazioni.

Un altro metodo di misura di potenza R.F. usa un elemento come comparatore standard tra la potenza R.F. sconosciuta e la potenza c.c. o a bassa frequenza c.a. conosciute.

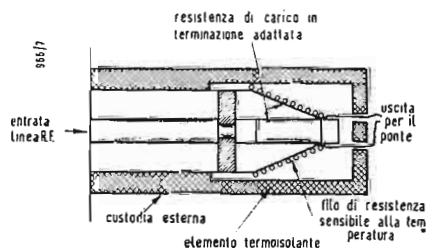



Fig. 1 - Misura della potenza con ponte resistivo.

Una applicazione commerciale di questo sistema consiste in un carico resistivo a bassa dissipazione usato con un attenuatore di potenza. Questo carico è fisicamente piccolo ed è montato internamente ad un elemento resistivo sensibile alla temperatura; il tutto viene quindi ricoperto da una isolante e la resistenza sensitiva alla temperatura fa parte di un circuito a ponte (fig. 1).

Frequenze basse e frequenze radio possono essere dissipate in questo carico e causano un piccolo aumento di temperatura che si traduce in variazione di resistenza nell'elemento sensibile alla temperatura. Lo sbilanciamento risultante del ponte corrisponde alla potenza dissipata dal carico e per riferimento con una sorgente a bassa frequenza e a c.c. è possibile controllare l'accuratezza ogni momento.

La misura di piccole potenze produce un piccolo aumento di temperatura e ciò richiede l'impiego di un circuito a ponte complesso e sensibile.

Dissipando la potenza direttamente in un elemento sensibile alla temperatura si ottiene la combinazione rivelatore-carico. Questo comporta l'uso di un bolometro del quale vi sono tre categorie principali: resistenza zavorra, termistori e lampade. Mentre la resistenza zavorra e i termistori funzionano a livelli di pochi milliwatt e richiedono così attenuatori di potenza le lampade possono essere usate da circa un watt in su. Sia le resistenze zavorra che i termistori richiedono una alimentazione per portare il valore della resistenza al corretto valore di funzionamento. La quantità di potenza di « polarizzazione » può essere circa 5 volte la potenza R.F. da misurare e questo è generalmente ottenuto mediante un circuito a ponte il quale può essere del tipo bilanciato o sbilanciato.

Usando il tipo bilanciato il bolometro è mantenuto a resistenza costante con carico a R.F. o senza carico e la riduzione della potenza c.c. o a bassa frequenza necessaria per mantenere questa resistenza costante sarà equivalente alla potenza R.F. Il fatto che con un ponte bilanciato l'elemento bolometrico è mantenuto ad impedenza costante è un vantaggio dato che è necessario accoppiare l'elemento come un carico R.F.

Nel ponte sbilanciato, il bilanciamento è ottenuto senza potenza R.F. e, quando la potenza è applicata, la tensione che sbilancia il ponte dà l'indicazione della ampiezza. La quantità di variazione di resistenza in un bolometro con un ponte sbilanciato può generalmente venir tollerata per una ampia banda di frequenza. Un esempio tipico usante termistori produrrà una variazione da 100 Ω a 88 Ω per un milliwatt.

1.1. - Resistenze zavorra.

Queste hanno un coefficente positivo di temperatura, sono sostruite da filo molto fine e con un leggero sovraccarico è facile bruciarle. Hanno il vantaggio di una costruzione consistente, inoltre grazie alla temperatura normale di funzionamento abbastanza alta

e UHF*

Fig. 2 - A sinistra il misuratore di potenza, modello TF 1152, a destra il modello TF 1020/1.

sono relativamente poco influenzate dalla variazione della temperatura ambientale. Le resistenze zavorra non vengono normalmente costruite per valori inferiori a circa 200 Ω ed è necessario ricorrere a qualche forma di adattamento in modo di adattarle alle impedenze di 50 e 75 Ω normalmente usate. In seguito alla costruzione con fili fini le resistenze zavorra hanno un responso rapido, inoltre danno indicazioni lineari quando vengono usati in circuiti a ponte. Una sensibilità media è tale che in un ponte del tipo sbilanciato una uscita di 50 μA in uno strumento da 200 Ω può essere ottenuto per un mW di entrata R.F.

1.2. - Termistori.

Questi hanno coefficente negativo di temperatura e richiedono una buona protezione contro i sovraccarichi dato che il disaddattamento così causato è generalmente sufficiente per portare il sovraccarico oltre i limiti. Un termistore è più flessibile in funzionamento di una resistenza zavorra in quanto può lavorare per una più ampia gamma di resistenza ed ha dimensioni fisiche inferiori. Un termistore medio può essere polarizzato a 100 Ω ed è possibile eseguire un montaggio nel quale vengono usati 2 termistori, in serie per quanto riguarda il ponte, ma in parallelo alla R.F.

Questo assicura che un buon adattamento di impedenza può essere ottenuto senza alcun accordo per un'ampia banda di frequenza. La sensibilità di un termistore può raggiungere perfino un valore di 10 volte quello delle resistenze zavorra, ma uno svantaggio è che in seguito alla inferiore temperatura di funzionamento, le variazioni di temperatura dell'ambiente si notano in modo abbastanza accentuato.

1.3. - Lampade.

Mentre le resistenze zavorra ed i termistori hanno piccole dimensioni fisiche e di conseguenza bassa reattanza sull'intera gamma di frequenza considerata, le lampade possono essere costruite fino ed oltre 100 watt di dissipazione e la reattanza del filamento, essendo questo piuttosto grande, diventa quindi importante. In misure a potenza ridotta la reattanza può essere tollerata, ma un accordo è necessario quando la lunghezza elettrica del filamento diventa apprezzabile alle lunghezze d'onda da misurare. Un inconveniente è dovuto alla difficoltà di mantenere un buon adattamento di impedenza dato che la resistenza delle lampade varia con la potenza applicata.

Come per le resistenze zavorra le lampade più piccole possono essere usate in circuiti a ponte. L'indicazione di potenza per le lampade di grande dimensione può essere ottenuta con il metodo fotometrico (misure di variazioni di intensità luminosa del filamento). La stabilità del metodo fotometrico è generalmente cattiva dovuta all'invecchiamento del filamento ed all'annerimento del vetro.

2. - METODI INDIRETTI.

Tutti i sistemi che sono stati visti finora forniscono la potenza media e come tali sono preferibili a quelli che si basano su valori di corrente a tensione. L'elemento che fornisce i dati di tensione è un diodo, del tipo a cristallo oppure termoionico, mentre l'elemento che fornisce dati di corrente è una termocoppia. I diodi hanno lo svantaggio che forniscono i valori picco; mentre questo qualche volta è utile per misurare di potenza di impulsi, per onde continue normali il rivelatore può produrre armoniche nella forma di onda applicata. Ad eccezione di livelli estremamente bassi il diodo risponde linearmente alla tensione di entrata.

Considerando i diodi termoionici, 1000 MHz rappresenta circa la massima frequenza usabile per i tipi che si trovano attualmente in commercio dato che fisicamente essi tendono ad essere di dimensioni rilevanti.

I diodi termoionici hanno una buona stabilità e possono funzionare per una ampia gamma di tensione d'entrata e quindi di potenza effettiva. Questo è conveniente dato che la tensione può venire misurata direttamente all'entrata del carico senza bisogno di attenuazioni. Un tipico diodo termoionico può sopportare 300 V eff. a frequenze basse e 30 V eff. a 1000 MHz. L'impedenza di entrata di un diodo è abbastanza alta quantunque l'effetto di risonanza può causare disturbi e inconvenienti. Una volta che la caratteristica di frequenza è conosciuta la calibrazione è facile e la precisione buona.

Il diodo a cristallo dovrebbe preferibilmente essere al silicio piuttosto che del tipo al germanio avendo quest'ultimo un responso di frequenza generalmente cattivo. Quello del diodo al silicio è eccellente ma sfortunatamente può sopportare tensioni molto basse, dell'ordine di 1 o 2 V eff. La sensibilità è buona ma è facile che venga influenzata dalla temperatura ambiente.

La necessità di lavorare a bassi livelli significa che occorre introdurre una attenuazione tra la tensione che appare ai capi del carico e il cristallo.

Si ottiene frequentemente questa attenuazione usando un attenuatore capacitivo ma questo ha lo svantaggio di un cattivo responso alle frequenze basse cadendo a zero a valori c.c. e non è possibile per questo motivo usare una sorgente di potenza R.F. per la calibrazione.

Una termocoppia ha bassa sensibilità rispetto alle altre forme di rivelatori. Nello strumento misuratore di potenza R.F. tipo TF 1020 A e TF 1152 (fig. 2) un mW di R.F. in entrata dà una uscita di 60 μA in uno strumento da 4 Ω.

Questa termocoppia ha una resistenza di 25 Ω e una corrente nominale di 25 mA con possibilità di sovraccarichi fino a 50 %. La termo-

(*) Gli strumenti descritti. sono realizzati dalla Marconi Instruments Ltd. di St. Albans, Inghilterra.

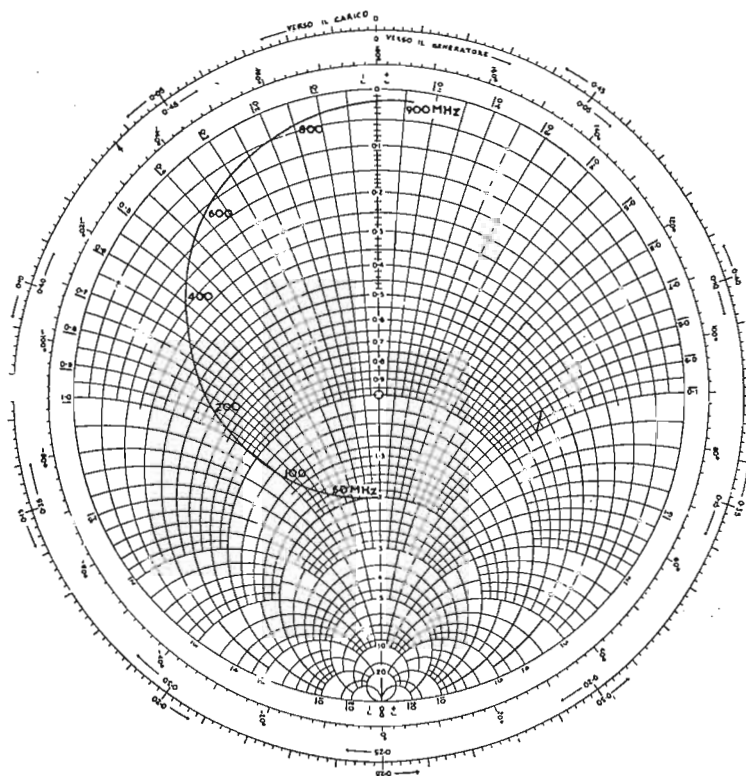



Fig. 3 - Carta di ammettenza per una termocoppia.

coppia funziona ad alta temperatura (fino a 400 °C e non è influenzata dalle variazioni della temperatura ambiente.

La stabilità su un lungo periodo è buona essendo la termocoppia montata in una capsula a vuoto. Ossidazioni in questo caso non sono possibili e le eventuali variazioni sono dovute ad una lenta sublimazione della termocoppia ad elevate temperature.

In figura 3 viene riportata una carta di ammettenza per 20 mS per una termocoppia e per valori da c.c. a 900 MHz. Si può notare che da un valore di 2 + j0 a c.c. l'ammettenza mostra un aumento nella componente della ammettenza induttiva fino a 150 MHz accompagnata da una caduta in conduttanza.

Questo corrisponde ad una induttanza in serie di 20 mμH. Sopra a 150 MHz sia la suscettanza che la conduttanza cadono con la frequenza fino a 875 MHz.

Questo è causato da una capacità residua di circa un pF dovuta al vetro della termocoppia. L'uscita della termocoppia segue il flusso della corrente passante nella parte reale dell'ammettenza del riscaldatore, cioè segue la componente conduttiva, variando da 2,45 a c.c. fino a 0,175 a 500 MHz.

Questa deficienza è eliminata aggiungendo una resistenza da 180 Ω in serie con il riscaldatore della termocoppia. L'ammettenza risultante di questa combinazione rimane praticamente costante a 0,25 + j0 da c.c. fino a 500 MHz.

La combinazione resistenza-termocoppia è così un monitore di potenza per l'intera gamma di frequenza ma più complicate correzioni possono diventare necessarie se si desidera estendere la portata sopra ai 500 MHz. Dato che il responso di frequenza è costante fino a valori di c.c. è possibile calibrare facilmente il complesso.

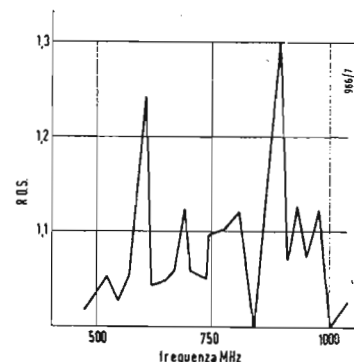



Fig. 5 - Adattamento dei misuratori di potenza.

3. - CARICHI DISSIPATIVI.

L'uso di elementi bolometrici combinati ai carichi e i rivelatori sono stati esaminati; ora considereremo carichi separati e attenuatori di potenza. Se un carico o un attenuatore deve ricevere potenza R.F. senza riflessione dovrà avere una impedenza di entrata che appaia puramente resistiva alla frequenza di lavoro e di un valore uguale alla impedenza Z_0 della linea di trasmissione.

A frequenze radio basse questo non è difficile da ottenere, ma sopra ai 50 MHz ogni elemento resistivo normale avente una adeguata possibilità di dissipare potenza avrà, in virtù delle

Fig. 4 - Elemento dissipativo, adattato, dei misuratori di potenza descritti.

sue dimensioni fisiche, considerevoli componenti reattive. È possibile naturalmente eliminare ogni reattanza mediante una opportuna scelta di valori ottenendo la resistenza richiesta. Questo metodo però richiede una regolazione per ogni frequenza o peggio ancora uno strumento per una sola frequenza. È desiderabile naturalmente coprire la massima banda possibile di frequenza senza regolazioni di sorta. Per ottenere elementi resistivi non influenzabili dalla frequenza vengono usate linee di trasmissione.

In una sezione di una linea di trasmissione le perdite resistive possono essere introdotte sia in serie che in parallelo. Il primo sistema implica la costruzione di un conduttore di materiale resistivo mentre il secondo sistema richiede un dielettrico con perdite. La più semplice forma di carico o attenuatore è un cavo coassiale nel quale vengono deliberatamente introdotte perdite; questo è ottenibile mediante un conduttore interno resistivo o mediante un dielettrico adatto (per es. gomma).

L'ultimo è preferibile in quanto il calore si dissipa facilmente nel dielettrico piuttosto che nel conduttore interno. Sfortunatamente tali cavi sono costruiti con impedenze che si avvicinano solo approssimativamente ai valori standard di 50 e 75 Ω. Il riscaldamento in questi cavi varia molto lungo l'intera lunghezza e la corrente decresce esponenzialmente con la lunghezza stessa. Per una gamma stretta di frequenza e quando un ottimo adattamento di impedenza non è richiesto i cavi con perdite sono i convenienti sostituti di complicati apparati.

Linee di trasmissione con perdite possono essere costruite montando insieme tubi e dischi resistenti di valori adatti in un involucro tubolare i primi formanti elementi in serie e gli ultimi in derivazione.

Aria ed altri materiali dielettrici con proprietà dissipative del calore possono inoltre venire usati. Tale linea usata sia come attenuatore ad impedenza costante o come carico quando viene fatta terminare con un disco resistivo di valore R_0 si comporta bene fino alle frequenze elevate dove la lunghezza elettrica tra gli elementi in derivazione diventa apprezzabile e cominciano le riflessioni.

Una considerazione teorica di una linea di trasmissione coassiale con un conduttore centrale resistivo lineare porta ad una forma di conduttore esterno molto vicino all'esponenziale, avente dimensioni equivalenti a Z_0 all'entrata e raggiungendo il conduttore interno all'uscita. Il valore totale della resistenza interna sarà uguale a Z_0. Vi sono però difficoltà meccaniche per la costruzione di una tale forma ed il problema del raffreddamento dell'elemento interno è abbastanza sentito dato che non ci sono aperture per far circolazione d'aria.

L'uso di un liquido come dielettrico elimina queste difficoltà ma introduce la necessità di una sigillatura del carico per prevenire perdite ed è necessario provvedere all'espansione termica del liquido. Tale raffreddamento ha il vantaggio che la dissipazione di potenza con resistenze di ogni dimen-

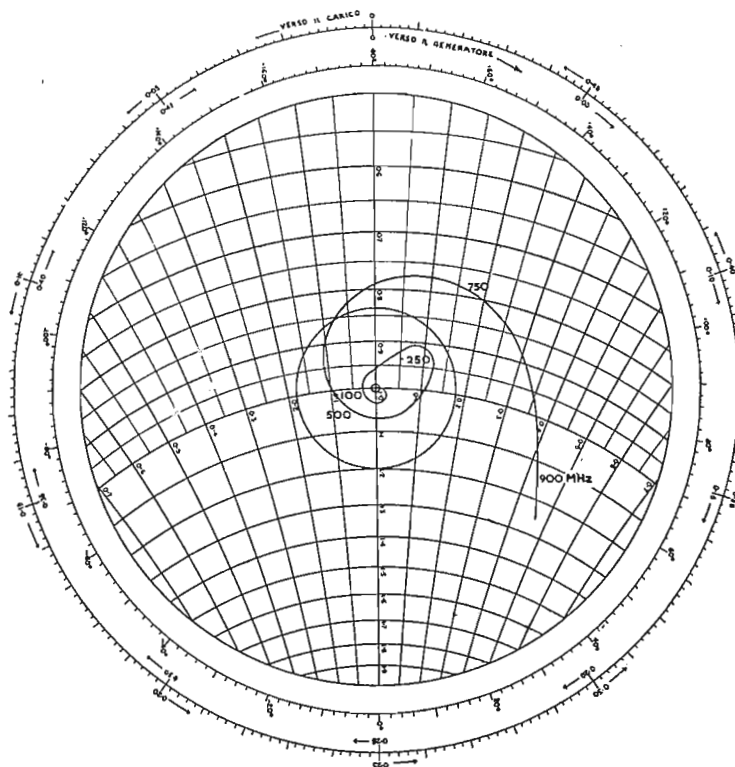



Fig. 6 - Carta di ammettenza del misuratore TF 1152.

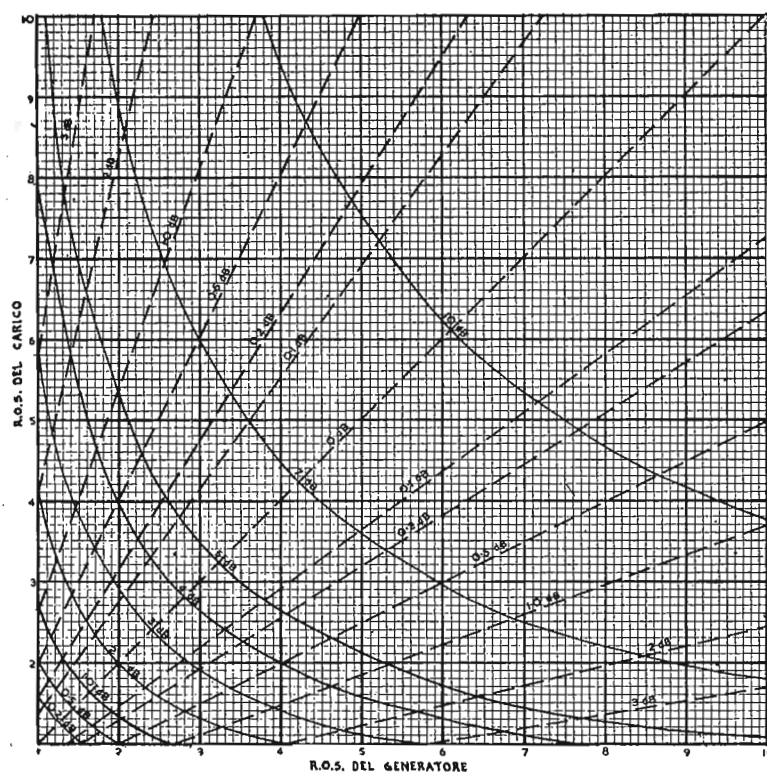



Fig. 7 - Vedi testo.

sione può essere aumentata molto sopra al valore per montaggio in aria libera.

Dato che le resistenze però possono essere costruite convenientemente per dissipare anche 100 Watt in aria è consigliabile, onde evitare complicazioni, usare raffreddamento ad aria quando si tratta di lavorare con queste potenze.

Naturalmente è necessario provvedere il montaggio della resistenza di carico in maniera tale che si trovi libera in aria ed a questo scopo una linea di trasmissione « slab » permette questa soluzione. La linea « slab » è derivata da una linea coassiale mediante apposite trasformazioni.

I misuratori di potenza R.F. della Marconi tipo TF 1020A, TF 1152 e TF 1035 usano linee « slab » con resistenze interne a carbone ad alta stabilità (fig. 4).

Il grado di perfezione di impedenza raggiunto dipende dal come è possibile meccanicamente avvicinarsi alla forma ideale. È naturalmente necessario disporre di un adatto connettore nel carico dato che questo può produrre riflessioni.

La fig. 5 mostra il rapporto di onde stazionarie introdotte da un connettore del tipo « N » come usato nei misuratori di potenza summenzionati.

Una caratteristica tipica di ammettenza del misuratore tipo TF 1152/1 è riportato in fig. 6. Il rapporto di onde stazionarie rimane migliore di 1,2 fino a 600 MHz.

4. - PRECISIONE NELLE MISURE DI POTENZA R.F.

Vi è stata qualche incertezza nel giudicare i dati forniti da misure eseguite con strumenti per R.F. ed è sperabile che queste note possano chiarire eventuali dubbi. Vi sono due dati per ognuno di tali strumenti: la precisione ed il rapporto di onde stazionarie. Verranno qui considerati separatamente. La precisione è riferita all'accuratezza con la quale lo strumento misura la potenza dissipata indipendentemente dall'impedenza. Questi dati tengono conto del responso di frequenza e delle tolleranze della scala dello strumento.

Il rapporto di onde stazionarie e la impedenza rappresentano gli elementi di maggior difficoltà che si incontrano nell'applicare potenza allo strumento.

Un esempio per illustrare quanto sopra potrebbe essere il seguente: avendo regolato il generatore, linea di trasmissione e misuratore di potenza per produrre una certa indicazione, se una suscettanza capacitiva viene applicata ai capi del connettore di entrata del misuratore di potenza si noterà un pessimo rapporto di onde stazionarie.

Se regolando il generatore la stessa tensione è prodotta ai capi del connettore d'entrata, anche senza la presenza di suscettanza extra, la stessa potenza verrà dissipata nello strumento in ogni caso ed esso darà la stessa lettura.

Una considerevole quantità di potenza verrà riflessa al generatore dove verrà assorbita se il generatore stesso è adattato alla linea; in caso contrario parte di questa potenza verrà riflessa tra generatore e carico fino a che si dissipa nella linea.

In pratica il generatore (probabilmente un trasmettitore) non sarà adattato alla sua impedenza nominale di carico ed in certi casi si avrà una efficenza solamente del 50 % ed una quantità di potenza uguale all'uscita utile ottenibile verrà dissipata nei circuiti d'uscita.

Per eliminare questi inconvenienti la impedenza d'uscita del generatore è tenuta bassa e la maggior parte della potenza disponibile passa alla linea di trasmissione. Questa potenza comunque è inferiore a quella che dovrebbe essere se la linea di trasmissione e, naturalmente, il carico fossero adattati al generatore.

Per un generatore a tensione costant producente una tensione V, questa massima uscita possibile sarà $V^2/4Z_0$ dove Z_0 è l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione. Questa uscita può essere ottenuta solamente quando il rapporto di onde stazionarie del generatore e del carico sono uguali e propriamente in fase.

Il grafico di fig. 7 mostra in dB quanto la potenza fornita al carico sia inferiore al valore massimo possibile e questo per rapporti di onde stazionarie del generatore e del carico fino a 10. Questi valori sono relativi alla impedenza della linea di trasmissione di interconnessione. La linea interrotta rappresenta la minima perdita possibile mentre la linea intera rappresenta la massima perdita possibile.

Per dare un esempio tipico consideriamo un generatore avente una impedenza di 7,5 Ω, una linea di trasmissione di 50 Ω e un carico di 50 Ω con un rapporto di onde stazionarie di 1,2. Il rapporto di onde stazionarie del generatore è 6,7 e dal diagramma si può notare che l'uscita del generatore si trova tra 3 dB sotto il suo valore massimo. L'uso di una linea di trasmissione a 75 Ω quando si eseguiscono misure con generatori e carico menzionati qui sopra potrebbe produrre forti errori. Il rapporto di onde stazionarie del generatore in questo caso sarà 10 ed il limite per fornire potenza sarà tra 3 dB e 7 dB sotto al valore massimo.

In pratica la situazione è frequentemente migliore di quanto è stato visto in questi esempi in seguito al fatto che i circuiti di uscita di molti generatori producono una azione automatica di compensazione per differenti impedenze di carico.

In qualche caso è possibile collegare un misuratore d'uscita da 50 Ω e da 75 Ω allo stesso generatore ed ottenere valori molto vicini senza che venga richiesta nessuna regolazione del generatore. Qualsiasi perdita nella linea di trasmissione tra generatore e carico è un vantaggio dal punto di vista dell'adattamento in quanto il generatore vede un carico costante mentre il misuratore d'uscita è accoppiato ad una impedenza più precisa.

In casi di dubbi quando si eseguiscono misure di potenza è meglio accertarsi delle appropriate impedenze ed eseguire le necessarie correzioni.

Le note qui sopra riportate sulla precisione sono adatte per tutti i tipi di misuratori di potenza R.F. dissipativi. (*Giuseppe Moroni*)

Nuova attrezzatura per la navigazione aerea ad uso delle compagnie aeronautiche.

Una delle più importanti ditte britanniche fabbricanti attrezzature elettroniche e radio ha annunciato la produzione di una nuova attrezzatura per la navigazione aerea, grazie alla quale gli aerei civili potranno avere tutte le informazioni necessarie, relativamente alla velocità in rapporto alla superficie del suolo e alla velocità dei venti, senza la collaborazione delle stazioni a terra.

Quest'attrezzatura, chiamata « Doppler Navigator Type AD 2300 », se usata insieme all'apparecchio che calcola l'effetto del vento sulla direzione del volo, offrirà un'indicazione istantanea e continua dell'immediata posizione dell'aereo in fatto di latitudine e longitudine, della distanza da coprirsi in una determinata sezione di percorso, della direzione e della velocità del vento, della velocità in relazione alla terra e della deriva; tutte queste indicazioni verranno ottenute automaticamente e potranno essere presentate sotto forma di indicazioni dirette su di un indicatore di controllo.

L'attrezzatura fornisce un'indicazione circa lo sterzo su di una linea di rombo richiesta; la presentazione ha luogo su di un indicatore di deviazione. Nella stessa guisa viene indicata la distanza che rimane da coprirsi su di un determinato percorso, mentre appare un'indicazione ottica ogni volta che viene raggiunta la fine di una sezione di tragitto.

L'attrezzatura offre una correzione automatica delle variazioni magnetiche, mentre possono essere effettuati in qualsiasi momento dei cambiamenti di direzione. Se viene a mancare il segnale relativo alla velocità in rapporto alla terra i calcoli continuano ugualmente, sulla base dell'ultima velocità nota; l'angolo della deriva può essere inserito manualmente. Una volta ottenuto nuovamente il segnale relativo alla velocità in rapporto alla terra, l'attrezzatura si adatta automaticamente a quel segnale e continua a funzionare normalmente.

L'attrezzatura al completo, compresa l'antenna e l'apparecchio calcolante l'effetto del vento sulla direzione del volo, pesa soltanto 59 kg. La ditta tiene a sottolineare il fatto che, ad onta del suo peso relativamente modesto, l'attrezzatura in questione non è un modello modificato dell'attrezzatura « Doppler » che per tre anni è stata prodotta in forti quantitativi per gli aerei militari; essa è stata espressamente progettata per gli aerei prestanti servizio sulle aviolinee.

Dal momento che essa verrà usata ad altitudini tra i 45 e i 15.000 metri, con velocità relativa alla terra tra gli 80 e i 900 nodi e angoli della deriva giungenti a più o meno 45 gradi, sarà adatta sia agli aerei a movimento lento che ai velivoli a reazione raggiungenti alte velocità. (*u.b.*)

Realizzato dalla Olivetti un calcolatore elettronico a tamburo magnetico

L'Olivetti ha realizzato un calcolatore decimale con codificazione binaria e trasmissioni serie, destinato alla esecuzione di lavori contabili e scientifici .
Possiede memorie elettrodinamiche ad alta velocità e memorie magnetiche che vanno da un minimo di 49.152 ad un massimo di 196.608 posizioni.
Il numero elevatissimo di posizioni di registrazioni elettrodinamiche, e la caratteristica fondamentale delle stesse che permette la loro rapida riutilizzazione e permutazione in sede di calcolo unitamente all'alto numero di istruzioni, fanno di questa macchina uno strumento di calcolo di grandi possibilità.
Non esistono termini di confronto con altri calcolatori che, per le diverse modalità, esigono un numero altissimo di posizioni di memoria per assolvere unicamente le funzioni di introduzione ed estrazione.
Questo calcolatore è controllato da un programma registrato ed autogenerato, per cui la codificazione del programma può essere fatta anche con la simbologia matematica di uso comune.
La sua utilizzazione, pertanto, non richiede personale altamente specializzato grazie alle particolari modalità operative e alla possibilità di autoprogrammazione.
L'alto grado di automatismo, la selettività e capacità di autodecisione del calcolatore MT, permette la sua applicazione oltre che nel campo contabile e scientifico, nella ricerca operativa e nella gestione razionale delle imprese industriali e commerciali secondo le concezioni della tecnica più moderna. *(u.p.)*

Nuove funzioni della televisione

Il primo impianto televisivo industriale alimentato da accomulatori, creato dalla Casa Pye, è stato recentemente oggetto di dimostrazioni nella Svizzera con l'intento di consentire a rappresentanti delle ferrovie elvetiche di determinare le possibilità di applicazione della televisione nel quadro dell'efficienza e della sicurezza.
L'impianto è stato impiegato dapprima per controllare l'allineamento delle rotaie dall'interno di un treno; poi con l'aiuto di un teleobiettivo, per esaminare i cavi sopra i binari e il loro collegamento. L'impianto, azionato da due accumulatori d'antomobile in serie è interamente portatile e si prevede che esso troverà numerose applicazioni in quei settori in cui la mancanza di energia elettrica rendeva impossibile lo sfruttamento della televisione. Esso permette ad esempio di esaminare le arcate di un viadotto stando sui binari o di controllare balestre e altre parti inaccessibili mentre il treno è in movimento.
Sono anche state date dimostrazioni con il normale equipaggiamento televisivo della Pye. Una macchina da presa collocata in un deposito di vagoni merce trasmetteva di giorno e di notte dati sulla destinazione del treno, sul carattere dei vagoni, ad apparecchi televisivi di ricezione posti in una determinata stanza. L'esperimento ha confermato che è possibile installare un apparecchio ricevente in un casello di segnalazione o in ufficio in modo da ricevere, in un unico punto focale, i particolari relativi a vagoni situati in diverse parti del deposito. *(u.b.)*

Telescrivente di bordo

La nuova telescrivente modello 75 creata dalla Casa Creed & Company ha destato grande interesse alla Mostra dell'Efficienza Commerciale, svoltasi recentemente a Londra.
La nuova telescrivente non soltanto è più piccola, più leggera e più semplice di qualsiasi altra, ma si segnala anche dal punto di vista della robustezza e della velocità. Il suo ritmo di cento parole al minuto rappresenta un aumento di velocità del 50 % rispetto all attuale velocità internazionale.
Benchè presentata al pubblico per la prima volta la telescrivente 75 ha destato interesse in tutto il mondo dopo il suo recente esordio come prototipo. In tale occasione essa si è anche aggiudicata il merito di essere la prima telescrivente del mondo usata a bordo di un aereo di linea durante un volo normale. La macchina infatti ha stampato automaticamente le previsioni del tempo comunicate all'aereo da stazioni radio in Iscozia e nella Nuova Scozia durante un volo tra Londra e Nuova York. Con questo sistema tutti i ritardi e le inesattezze connessi con i normali metodi radiotelefonici sono state eliminate. *(u.b.)*

Perfezionata la tecnica di registrazione a microsolco: il sistema M.M.S. a passo variabile.

I tecnici americani della M.M.S. sono riusciti ad ottenere l'incisione a passo variabile adottando un nuovo sistema di registrazione sonora che consente di rendere più piccolo il così detto «passo» ove le ondulazioni dei solchi sono meno ampie: ne consegue una economia di spazio e quindi di prezzo, nonchè, una maggior durata della registrazione che va dai 16 minuti per i dischi di 17,5 cm ad oltre un ora per quella da 30 cm.
Il sistema M.M.S. assicura infine: la massima esattezza del testo musicale — un alto livello elettronico e una assoluta assenza di fruscio. A tali pregi deve infine aggiungersi un'altissima percezione prospettica del suono o, per meglio dire, una «fedeltà d'ambiente» che, prima d'ora, non era stato possibile ottenere con il normale sistema di registrazione a passo normale.
Dalle prove effettuate in Svizzera dall'ing. George Stossel Wickt della Società Radio di Zurigo e in Italia dall'ing. P. E. Giussani del Centro Sperimentale di Elettronica, è risultato che nei dischi incisi con il sistema M.M.S. non si avverte fruscio percettibile che dopo 200 audizioni e che il disco può considerarsi completamente deteriorato dopo circa 600 audizioni complete. L'aumento del fruscio da 200 a 600 audizioni è dell'ordine di circa 3 dB in relazione alla parte del disco non usata, mentre, negli altri dischi a microsolco reperibili in commercio, raggiunge i 10 dB dopo sole 200 audizioni complete e dopo tali 200 audizioni, il disco deve considerarsi completamente deteriorato. E ciò anche per merito della speciale materia plastica impiegata dai tecnici della M.M.S. per lo stampaggio dei dischi in questione. *(u. p.)*

Trasmissione rapida di dati sul volo

La Stromberg-Carlson, sezione della General Dynamics Co., ha messo a punto un nuovo sistema per la trasmissione automatica di informazioni sul volo. Detto sistema che costituirà un importante mezzo ausiliario per il controllo sul traffico aereo, permette al pilota di trasmettere, girando un semplice interruttore, tredici differenti categorie di informazioni alla torre di controllo. Tra i dati trasmessi si annoverano quelli relativi a l'identificazione dell'apparecchio, il punto di partenza, quello di destinazione, l'ora dell'arrivo, la posizione, l'altezza. la velocità, la direzione, ed il momento preciso in cui i dati vengono forniti.
Tali dati passano attraverso uno strumento di controllo che ne corregge gli errori e vengono inoltrati ad una telescrivente che li riproduce sulla carta. *(u.s.)*

Autoanalizzatore per esami del sangue

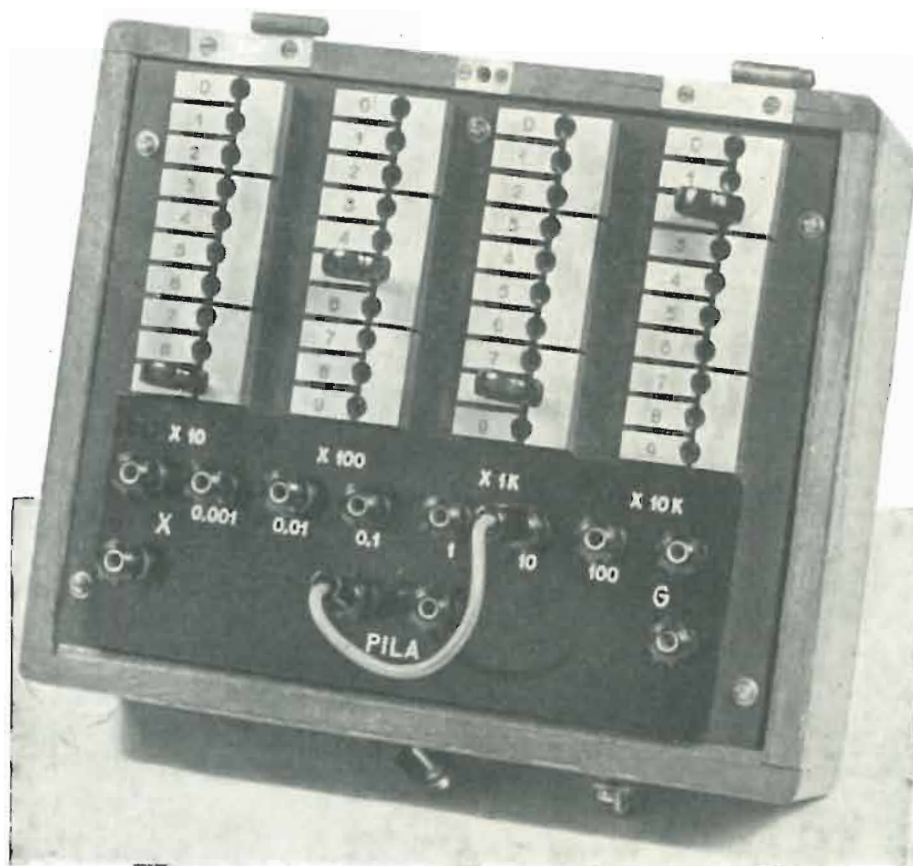
Un nuovo congegno, creato dalla Technicon Company di Chauncey (New York) e denominato «autoanalizzatore», permette di portare a termine in un ora l'esame di 60 campioni sanguigni, lavoro che richiederebbe normalmente almeno un'intera giornata di attività da parte di un tecnico specializzato.
Il «cervello» della macchina è costituito da un colorimetro fotoelettrico che raffronta la tonalità di colore di un campione di sangue trattato chimicamente con quella di un campione base. La fotocellula registra la differenza di colore tra i due campioni e la segnala con un linea rossa che viene tracciata su una striscia di carta in continuo movimento. *(u.s.)*

Fili elettrici rivestiti in alluminio

Servendosi di una nuova tecnica metallurgica, i laboratori di ricerca della Westinghouse Electric Corporation sono riusciti a creare un filamento in rame che potrà notevolmente aumentare l'efficienza delle apparecchiature elettriche. Questo filo di rame è ricoperto da uno strato sottilissimo di alluminio, il cui spessore equivale ad un quarantesimo circa di quello dell'epidermide umana.
L'utilizzazione di questo filo permetterà un aumento della durata ed una riduzione delle dimensioni delle apparecchiature le quali potranno anche funzionare a temperature assai più elevate di quanto non sia finora possibile. *(u.s.)*

Materia plastica in sostituzione dei metalli

Una nuova materia plastica denominata Lexan, creata dalla General Electric Corporation, potrà per la sua straordinaria resistenza sostituire in molte applicazioni metalli e ceramiche.
Il Lexan è una resina di policarbonati. Prodotte per ora in piccole quantità viene largamente sperimentata onde valutarne il rendimento come rivestimento protettivo, materiale da fusione a pellicola. Il Lexan può essere prodotto in tutta una gamma di colori trasparenti e opachi; agli esperimenti ha dimostrato ottime caratteristiche elettriche, elevata stabilità termica e resistenza alla trazione.
La chimica dei policarbonati, cui si deve la creazione del Lexan, costituisce una nuova branca della tecnologia che, a detta degli scienziati, è ricca di promesse nel campo delle materie plastiche. *(u.s.)*

La Simpson Electric Co. ha messo recentemente in commercio un nuovo ohmmetro che consente letture di resistenze tra 0,1 e 25 Ω con incertezza del % del valore fondo scala. Il nuovo «Low-Ohm-Meter, modello 362» ha due gamme di misura: 0 ÷ 5 e 0 ÷ 25 Ω, il prezzo di vendita è di circa 25 dollari.

Un Ponte di Precisione per Resistenze

a cura del dott ing. Franco Simonini

IL MERCATO radio e TV si va ogni giorno più estendendo. Le ditte costruttrici sia di parti staccate che di apparecchiature complete si stanno moltiplicando. Molte di esse assumono ormai delle dimensioni rispettabili e si pone per la produzione il problema del controllo dei materiali, in particolare delle resistenze chimiche specie se si fa uso del tipo « compound ». In tale caso occorre ad esempio controllare, al variare del carico in c.c., che lo scarto della resistenza del valore nominale sia contenuto entro i limiti prescritti.

Spesso anche per le resistenze tipo craking occorre condurre, per forti quantitativi, un controllo statistico verificando per un certo numero di resistenze scelte a caso che la tolleranza sul valore nominale sia contenuto entro i limiti stabiliti.

Nel caso che si tratti di resistenze di precisione si pone spesso l'esigenza di controllarne la stabilità al variare del carico. A questo proposito vale la pena di osservare che si possono avere spesso delle sorprese specie se i terminali non sono correttamente realizzati.

Nei controlli di serie si pone poi spesso l'esigenza di controllare l'uniformità di produzione di trasformatori tramite la misura della resistenza degli avvolgimenti scelti se il caso con criterio statistico. Per tutte queste misure e controlli occorre valersi di un piccolo ponte di misura che, anche se non permetterà di conseguire un elevatissimo grado di precisione si spingerà in ogni caso al di là dell'1 % che di solito viene richiesto in questi casi.

Il ponte di misura può inoltre permettere la taratura di resistenze di tipo antiinduttivo ad avvolgimento cioè bifilare per attenuatori o per divisori di tensione.

Riteniamo quindi di far cosa gradita al lettore di *l'antenna* col presentare questo ponte di facile ed agevole costruzione anche per i meno preparati.

1. - LO SCHEMA ELETTRICO.

In fig. 1 abbiamo riportato lo schema tipico di un ponte in c.c. per resistenza. Come si può notare si hanno due resiste che costituiscono i bracci fissi del ponte mentre un braccio variabile in quattro decadi permette l'azzeramento del ponte.

Su una delle diagonali viene applicata l'alimentazione che non deve far scorrere più di una data corrente legata alla dissipazione delle resistenze del ponte, mentre sull'altra diagonale permettere l'azzeramento del ponte.

Il valore X della resistenza da misurare viene ricavata dalla relazione:

$$X = R \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

È sufficiente quindi variare il rapporto R_1/R_2 commutando opportunamente le resistenze per ottenere la portata decadica corrispondente alle resistenze da misurare.

Se ad esempio il valore di X (che vale sempre la pena di determinare grossolanamente con un comune ohmetro) è di circa 14.000 ohm con un braccio variabile di 11.111 Ω massimi $(10 \times 1000 + 10 \times 100 + 10 \times 10 + 10 \times 1)$ occorrerà un rapporto $R_1/R_2 = 10$ per avere l'eguaglianza:

$$X = 1400 \times 10 = 14.000\ \Omega$$

Ovviamente il rapporto di 10 sarà possibile ottenerlo con varie commutazioni ad esempio con $R_1 = 100\ \Omega$ ed $R_2 = 10\ \Omega$ o con $R_1 = 1000\ \Omega$ ed $R_2 = 100\ \Omega$ come pure con $R_1 = 10.000 \Omega$ ed $R_2 = 1000\ \Omega$.

Sarà però questa ultima commutazione la preferita perchè inserendo dei valori di resistenza dello stesso ordine di grandezza della resistenza sotto misura e del braccio variabile si ottiene la massima sensibilità per l'indicazione del galvanometro.

Anche questo ultimo è bene che, per lo stesso motivo di cui sopra, sia di resistenza interna dello stesso ordine di grandezza di quella da misurare.

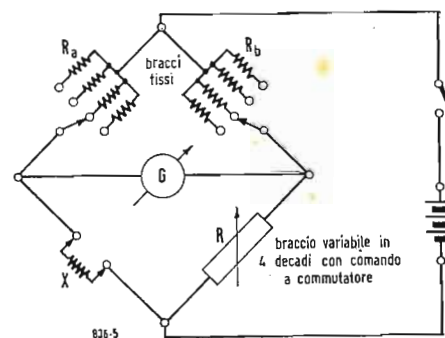



Fig. 1 - Circuito impiegato nei ponti di pregio.

Per un ponte come quello qui illustrato che viene impiegato per la misura di resistenze dai 10 ai 10.000.000 di ohm può andare abbastanza bene ad esempio una resistenza sui 1000 ÷ ÷ 3000 Ω.

Nei ponti di grande pregio per predisporre nel modo migliore lo strumento alla misura sono di solito previste quattro + quattro resistenze di braccio fisso commutabili opportunamente in modo da realizzare nel modo migliore il rapporto desiderato.

Questa disposizione, illustrata in fig. 1, comporta l'uso di commutatori di ottima qualità di notevole costo e di difficile realizzazione. È a questi componenti che di solito si deve in larga misura il costo di questi strumenti di misura.

Una realizzazione semiprofessionale come la nostra non poteva quindi seguire questa via troppo onerosa e difficile. Abbiamo ripiegato sullo schema di fig. 3 in cui i bracci fissi sono ricavati mediante semplice commutazione di uno spinotto lungo un partitore e le quattro decadi del braccio variabile sono ottenute per combinazione di soli quattro valori per ogni decade. La figura 2 indica le modalità dei collegamenti. Le commutazioni come si vede

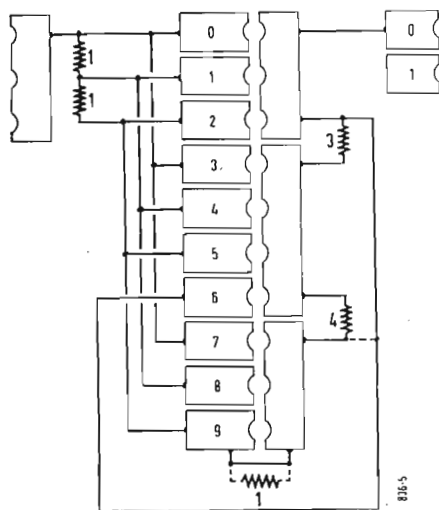



Fig. 2 - Modalità dei collegamenti.

sono realizzate tramite l'inserzione di uno spinotto in nove tacche circolari in modo da realizzare un efficace e stabile collegamento tra gli elementi del circuito.

Si realizzano così in modo ingegnoso, come indicato in fig. 2, le opportune combinazioni tra le quattro resistenze. È possibile pure ottenere dieci invece di nove valori inserendo una quinta resistenza così come indicato in fig. 2 tra i morsetti del valore 9. In tal modo non inserendo lo spinotto si ottiene il decimo valore della decade. Occorre spostare in tal caso anche il collegamento relativo al valore 6, come indicato pure in tratteggio, spostando il filo dal capo della resistenza tre a quella di valore quattro.

Questa ultima per il valore 6 resta così circuitata lasciando in circuito le altre a formare il valore 3+1+1+1=6.

Questa disposizione anche se più comoda perchè comporta lo spostamento di 1 spinotto anzichè due ai limiti di decade non è stata però da noi adottata.

Il collegamento tramite spinotto non dà luogo praticamente ad inserzioni di resistenza di modo che tutte le imprecisioni vengono introdotte unicamente dai collegamenti interni del ponte.

Di queste ultime però è possibile tenere conto effettuando la taratura decade per decade e cortocircuitando le altre con lo spinotto in posizione zero. In questo caso, il braccio variabile del ponte va collegato, nelle operazioni di taratura, come una resistenza sul ponte di controllo collegando la scatola con i due morsetti 1 e 2 indicati nello schema generale del ponte in fig. 3.

Tra questi morsetti è quindi possibile ricavare una scatola di resistenze variabile tra i valori 10 e 100.000 con approssimazione largamente inferiore all'1 %.

È infatti possibile regolare la taratura dei quattro valori di ogni decade in più ed in meno in modo che gli scarti dal valore nominale si compensino tra loro quando le resistenze sono inserite in serie tra loro. Se così la taratura viene effettuata ad esempio con scarto inferiore all'1 per mille (valore 4 approssimazione in più, 3 in meno, 1 in più, 1 in meno) il valore nove sarà realizzato con approssimazione inferiore sempre all'1 per mille ma molto vicina all'1 su diecimila.

La maggiore insidia comunque alla corretta misura dei bassi valori la si deve ovviamente alla resistsenza interna dei circuiti del ponte. Le decadi di valore più basso (10 ÷ 1000 Ω e 100 ÷ 1000 Ω) ne risentono un poco e ben più ne risulterebbero influenzate se si partisse come valore iniziale da 1 Ω invece che da 10 Ω (braccio variabile 1 ÷ 10.000 Ω invece di 10 ÷ ÷ 100.000 Ω).

Col partire da un valore minimo di 10 Ω si ha il relativo svantaggio di poter misurare solo il valore minimo da 1 a 10 Ω (rapporto 0,001 × 10 ÷ 100.000 di braccio) ma si ottiene in cambio il vantaggio di potersi spingere in su verso i 10 MΩ massimi (100.000 Ω di braccio per 100 di rapporto).

Questo campo di lavoro è d'altra parte più adatto al campo radiotecnico cui è destinato il ponte.

Sotto all'ohm di valore è possibile comunque andare sfruttando solo tre decadi (rapp. 0,001 × 100 ÷ 10.000 Ω di braccio variabile).

In tale modo si arriva ad una approssimazione all'incirca dell'1 % più che sufficiente per questi valori.

La massima cura va naturalmente presa per la taratura delle resistenze del partitore ($R_1 \div R_7$). Da esse dipende infatti buona parte della precisione della misura.

La precisione va spinta possibilmente sotto l'1 su 10.000 e vale la pena di alternare la posizione delle tolleranze in più o in meno (R_1 in più, R_2 in meno, R_3 in più, ecc.).

Per questa misura naturalmente i partitore va collegato tra morsetto e morsetto ai capi del ponte di taratura.

Naturalmente col partitore per i valori estremi (gli ohm ed i megaohm) si otterrà il minimo di sensibilità dato

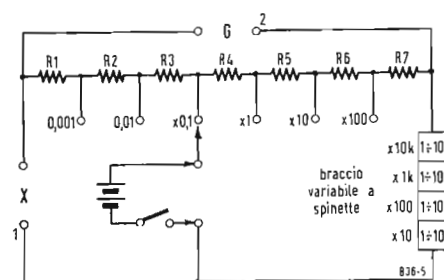



Fig. 3 - Circuito adottato.

che si avrà il massimo disadattamento tra la resistenza sotto misura e le resistenze del ponte.

Se però si tiene conto del fatto che è possibile elevare la tensione di misura fino ai 30 ÷ 40 V per i valori superiori (data la ridotta corrente che viene così a scorrere nel ponte, corrente che dà luogo a dissipazioni largamente inferiori alle massime tollerate dalle resistenze) si vede subito che si ha una sensibilità inferiore solo per i bassi valori per i quali ovviamente il ponte va alimentato e per brevi istanti, tramite un tasto al max con 6 ÷ 10 V. Un calcolo di massima delle dissipazioni nei vari bracci del ponte convincerà subito, tenuto conto che è bene non superare i 0,5 watt max di dissipazione per ogni resistenza. Questa condizione può venir assicurata disponendo in serie all'alimentatore a 40 V una resistenza da 500 ÷ 1000 ohm a filo di 5 W di dissipazione.

Il calcolo delle resistenze del partitore è stato condotto come segue:

Per ogni presa del partitore si è impostato un sistema di 2 equazioni lineari in due incognite:

$$R_a + R_b = 10.000\ \Omega$$

$$\frac{R_a}{R_b} = k$$

Ove con k si indicava il rapporto dei bracci fissi ed R_a ed R_b erano le resistenze di braccio risultanti dalla somma di quelle indicate in fig. 3.

Esempio:

$$R_1 + R_2 + R_3 = R_a$$
$$R_4 + R_5 + R_6 + R_7 = R_b$$
$$\frac{R_a}{R_b} = 0{,}1.$$

Naturalmente i calcoli eseguiti per un lato del partitore valgono anche per l'altro lato dato che si ha una per-

(il testo segue a pag. 431)

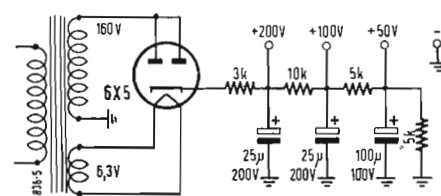



Fig. 4 - Alimentazione del ponte.

Studio sulla TV a Circuito Chiuso
La Televisione Industriale a Colori

(ottavo articolo di questa serie)

Gino Nicolao

LA TELEVISIONE industriale, ha un campo di applicazioni tanto vasto da esigere lo studio ed il progetto di impianti particolari per le diverse esigenze specifiche.

La riproduzione in bianco e nero. la quale permette una notevole chiarezza d'immagine e una semplicità discreta degli impianti, si presta all'applicazione in diversi settori con ottimi risultati, ma è spesso insufficiente per altri scopi.

Infatti se è più che sufficiente una immagine non a colori per l'indicazione del livello di una caldaia, per il controllo di un manometro, per l'osservazione di un locale, l'informazione data in bianco nero non è invece praticamente utilizzabile in altre applicazioni quali la microbiologia (o alcuni settori di essa), la chirurgia (limitatamente a determinate operazioni) e la chimica.

Perciò si è sviluppata a fianco della TVI normale una particolare sezione di essa che consente la riproduzione delle immagini a colori naturali, anzichè in bianco nero.

1. - SISTEMI DI ANALISI.

Come è noto il principio della trasmissione di un'immagine a colori, prevede l'analisi dell'immagine stessa secondo i tre colori fondamentali, rosso, verde ed azzurro successivamente, e la sua ricomposizione sullo schermo del monitore.

Tre sono i sistemi che consentono di scomporre l'immagine nei colori fondamentali per permetterne la trasmissione televisiva. Essi sono:

1) Il sistema a dissezione con disco rotante, della CBS. In esso una telecamera costruita secondo i normali dettami della tecnica del bianconero si discosta soltanto perchè nella parte anteriore, dinanzi al tubo da presa, è previsto un disco a settori colorati, con funzione di analizzatore del colore. Esso è trascinato da un motore sincrono, che imponendo al disco una rotazione a velocità costante, trasmette successivamente l'immagine secondo i colori fondamentali. Un altro disco uguale è previsto sul monitore e ruota in sincronismo con il precedente, permettendo la ricomposizione dell'immagine. Il ricevitore può essere anche statico, con l'impiego di tubo tricromico.

2) Il sistema ad analizzatori separati. La telecamera impiega tre tubi da presa separati, che, per mezzo di prismi di deviazione, fanno capo allo stesso obbiettivo. Ognuno di questi tubi è munito di un filtro colorato, interposto tra il « target » e i prismi stessi. Nel ricevitore si impiegano tre tubi a proiezione. muniti di appositi filtri colorati, e diretti, con tre sistemi di ottica distinti, su uno schermo di vetro smerigliato molto sottile, oppure su uno schermo perlinato del tipo cinematografico: nel primo caso si ha visione per trasparenza, nel secondo caso si ha visione per riflessione. In questo caso può essere usato anche un monitore speciale con tubo tricromico.

3) Il sistema RCA a tubo tricromico, che impiega tre Image Orthicon o Vidicon, uno per ogni colore fondamentale, che permettono la formazione dell'immagine separata per ognuno dei tre colori. Il segnale video, composto dei tre impulsi di colore, raggiunge quindi il monitore, dove è ricomposto con un tubo cinescopio speciale che può avere una superficie utile fino a 21 pollici.

I tre sistemi hanno tutti qualche vantaggio o difetto uno rispetto all'altro, e sono utilizzabili con buoni risultati nel campo della televisione industriale. Il primo — che nel campo della telediffusione è stato abbandonato — è invece ancora in uso nel campo della TV industriale, per esigenze di costo, e per i buoni risultati che è possibile ottenere con esso. Benchè, infatti, esiga un organo meccanico in movimento sincrono nella telecamera e nel monitore, permette la realizzazione di impianti il cui costo non è eccessivo, e le cui caratteristiche sono sufficienti alle normali esigenze.

Esso limita però per evidenti motivi la grandezza dello schermo del monitore a circa 12 pollici, non essendo possibile ottenere una sufficiente stabilità ed un dattaglio accettabile, aumentando ancora il diametro del disco a settori esploratore.

Con dispositivi analizzatori a proiezione è stato possibile sorpassare questo ostacolo, ma per la ricezione di un'immagine a colori con il sistema CBS e con proiettore, è necessario che

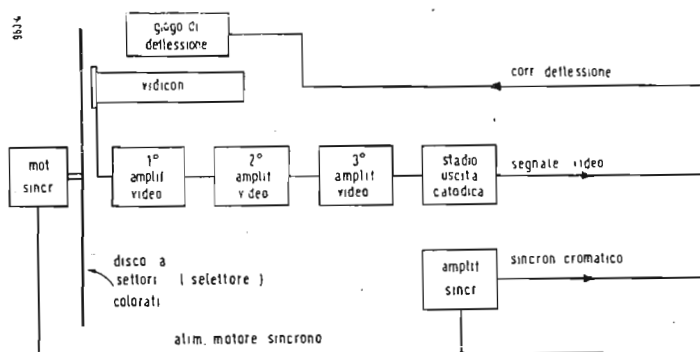



Fig. 1 - Telecamera industriale a colori sistema CBS. Questo sistema, abbandonato nella TV circolare, ha ancora notevole interesse nel campo della TV a circuito chiuso.

lo schermo si trovi in un ambiente buio; cosa che non è spesso possibile nel campo della televisione industriale, dove lo schermo del monitore deve trovarsi affiancato a molti altri comandi e strumenti.

L'introduzione del tubo vidicon, piccolo e non molto costoso ha permesso di realizzare una telecamera a colori più economica e meno ingombrante, senza alcun sistema meccanido di analisi. Questa sarà probabilmente la telecamera che si affermerà nei prossimi anni, se il fattore costo potrà essere ulteriormente contratto.

La RCA si è orientata sulla soluzione vidicon per la realizzazione di una telecamera per TV a colori destinata alla trasmissione di film nelle stazioni televisive, e per gli impieghi appunto di televisione industriale.

La complicazione di questo sistema e la difficoltà di ottenere delle semplici applicazioni al controllo industriale hanno però finora limitato ad un valore puramente sperimentale questo quarto sistema di ripresa a colori.

Fig. 2 - La telecamera a tre segnali separati, sistema RCA o NTSC è assai più complessa e costosa della precedente, ma permette di ottenere risultati migliori.

2. - SISTEMA DI RIPRESA FLYING SPOT.

Un nuovo sistema introdotto dalla Dumont in campo telediffusione, che probabilmente potrà incontrare interessanti applicazioni nel campo della televisione industriale ed in particolare nei settori della microscopia televisiva, è il « Vitascan ».

In esso la macchina da presa televisiva è sostituita da un illuminatore del tipo « flying spot », che analizza il campo da riprendere, mentre una serie di quattro fotocellule a moltiplicatore ad emissione secondaria, provviste di filtri verde, azzurro, arancione e rosso traducono gli impulsi luminosi provenienti dalla riflessione del fascetto analizzatore sul soggetto da riprendere, e determinano i quattro segnali cromatici. Sono impiegati quattro segnali dei colori fondamentali, per compensare la scarsa risposta al rosso del sistema analizzatore- cellula fotoelettrica, e rendere l'ampiezza di questo segnale cromatico pari a quella degli altri colori. L'immagine così scomposta viene inviata ad un pilota, in cui sono previsti i sistemi di codicizzazione, amplificazione separata dei colori, del sincronismo, e della formazione del video composito. Questo segnale verrà inviato all'apparecchio ricevente, che può essere sia del tipo a tre tubi proiettori con filtri, sia del tipo a cinescopio tricromico.

Il sistema si presta particolarmente bene — nel campo della televisione industriale — per le riprese di soggetti che non siano illuminati da altre sorgente luminosa che dal fascietto esploratore del tubo flying spot, dato che altre sorgenti di illuminazione produrrebbero un disturbo proporzionale alla loro intensità.

Quando il locale dove deve essere effettuata questa ripresa deve essere illuminato in modo più intenso di quello determinato dalla sola luce proveniente dal flying spot, si rende necessaria l'adozione di una luce stroboscopica sincronizzata sul periodo di ritorno del segnale d'analisi, onde non introdurre disturbo alla ripresa. La dotta dall'interposizione di filtri o settori colorati, in movimento dinnanzi alla superficie sensibile di essi.

Fig. 3 - Schema di principio di un circuito di ripresa industriale, sistema CBS.

Oltre al normale equipaggiamento di deflessione e focalizzazione magnetica, che è identico a quello impiegato nelle telecamere in bianco-nero, nel tipo CBS di Telecamera è presente un motore sincrono che compie 1440 giri al minuto primo, e trascina un disco a settori colorati, che provvede all'analisi sequenziale dei colori. L'uscita del tubo da presa è connessa all'ingresso del primo stadio dell'amplificatore video di telecamera (preamplificatore), che impiega generalmente tre stadi, dei quali il primo è « cascode » per permettere di ottenere un ottimo livello segnale disturbo. La tensione d'uscita picco a picco, del preamplificatore video è di circa 0,3 V. Questa telecamera a colori funziona con un livello di illumina-

3. - TELECAMERA SISTEMA CBS

In essa sono contenuti soltanto i tubo da presa, l'equipaggiamento di focalizzazione e deflessione, ed il preamplificatore video, mentre non è previsto alcun tubo monitore di controllo.

Sulla telecamera non vi sono controlli ad eccezione del fuoco ottico e dell'apertura, che si trovano sull'obbiettivo.

Il tubo da presa può essere un image orthicon (impiegato ad esempio nell'impianto TVI americano Remington Rand-CBS, tipo Vericolor), oppure un vidicon, tenendo però presente che a sensibilità specifica di ogni tubo è ri-

zione sufficientemente basso per permettere la sua utilizzazione in campi diversi, senza dover ricorrere ad eccessivi sistemi di illuminazione del soggetto.

Grazie all'impiego dell'image orthicon, è possibile riprendere immagini con una luce della temperatura di colore di 3500 °K, proveniente da comuni lampade fluorescenti, ed avente un'intensità di 45 foot-candles. con un'apertura d'obbiettivo di 1 : 3,5.

L'immagine ottima richiede però una intensità più forte, pari a circa 100 foot-candles, a parità d'apertura dell'obbiettivo.

Questo livello d'illuminazione è quello naturale di una camera operatoria, in cui sia inserita anche una lampada succursale da 500 watt, munita di riflettore parabolico, e distante circa due metri dal paziente. Il campo illuminato in tal caso è molto grande e comprende l'intero tavolo operatorio, in tutta la sua lunghezza.

4. - CENTRO DI COMANDO-PILOTA.

Nella fig. 3 è illustrato lo schema a blocchi dell'impianto di TVI a colori. Il segnale video proveniente dalla telecamera giunge attraverso un cavo coassiale al pilota nel quale vengono effettuate le seguenti operazioni successive:

— Amplificazione del segnale video puro, proveniente dalla telecamera.

— Reinserzione delle alte frequenze che sono attenuate dal circuito d'uscita del tubo da presa, dal cavo di connessione tra telecamera e pilota, e dal circuito d'ingresso del pilota stesso A questo proposito valgono le osservazioni fatte nella descrizione del preamplificatore di telecamera, in bianconero.

— Separazione elettronica dei tre segnali cromatici, e loro amplificazione separata, in modo da poter variare a intensità singola di ognuno di essi.

— Mescolazione dei segnali cromatici dopo la loro amplificazione, e formazione del video composito (tricromia e sincronismi di riga e quadro).

— Formazione del segnale di sincronismo del colore.

Alcune di queste operazioni possono mancare negli impianti video-industriali semplici in cui i comandi sono dati da due impulsi separati di sincronismo (orizzontale e verticale), e dal segnale video, che giungono su cavi coassiali separati. Non si può invece prescindere dalla separazione dei tre segnali cromatici e dalla loro amplificazione singola, dato che il potere di assorbimento dei filtri è diverso ed inoltre è necessario poter compensare la risposta del tubo da presa ai vari colori fondamentali. Prima della mescolazione si provvede così a ristabilire il rapporto tra i colori dell'immagine, in modo da ottenere la riproduzione più fedele possibile.

Il mescolatore del colore si compone di un amplificatore video convenzionale a cinque stadi, avente una larghezza di banda di 10 MHz; il segnale all'uscita dell'ultimo stadio è inserito in un amplificatore separatore, che separa i tre segnali cromatici. La separazione si basa sul principio che ogn colore si succede all'altro nel tempo: alla valvola separatrice sono applicati degli impulsi che permettono di separare i singoli segnali. Altro sistema di separazione è quello che impiega un amplificatore a controllo di gamma, che separa i segnali a seconda della loro frequenza. L'uscita di questo stadio è collegata a tre stadi amplificatori identici, ognuno dei quali ha l'amplificazione variabile, controllata da un potenziometro nel circuito d'ingresso. Il livello dei tre singoli segnali è rivelato da un tubo oscillografico di piccolo diametro che consente di ottenere la esatta dosatura. Il segnale di cancellazione composito è inserito direttamente su ognuna delle tre amplificatrici cromatiche.

Nel pilota oltre a queste parti speciali per il colore, si trovano tutti gli altri elementi dei quali abbiamo parlato nella sezione corrispondente del capitolo dedicato alla TVI in bianconero. Essi sono gli alimentatori regolati, i comandi a distanza, ed i circuiti di deflessione della telecamera.

Spesso sul pilota è previsto un tubo a raggi catodici di 9 pollici di diametro che consente l'osservazione della ripresa in bianco-nero.

Per l'analisi a 1440 giri del motore sincrono sequenziale, è previsto nel pilota un gruppo alternatore speciale, capace di trasformare la frequenza rete (50 o 60 periodi) in quella necessaria per il sincronismo (48 periodi).

I comandi presenti in un pilota per il colore sono i seguenti:

— Tensione del target del tubo da presa.

— Corrente del fascetto esploratore.

— Comando fuoco elettrico del tubo da presa.

— Comando fase del motore analizzatore della telecamera.

— Amplificazione video composito.

— Amplificazione del canale azzurro.

— Amplificazione del canale verde.

— Amplificazione del canale rosso.

— Ampiezza verticale ed orizzontale dell'immagine, sul tubo da presa (comando dell'ampiezza delle scansioni relative.

— Centratura orizzontale e verticale dell'immagine sul tubo da presa.

— Frequenza orizzontale (Sincronismo linea).

— Frequenza verticale (Sincronismo quadro).

— Amplificazione segnale cromatico composito.

Molti di questi comandi sono però semifissi e devono essere mossi solo alla messa a punto iniziale dell'apparecchio, ed in occasione di eventuali revisioni.

Negli impianti TVI a colori non è in genere previsto uno stadio trasmettitore a RF, dato che non è sentita la necessità di complicare ulteriormente la realizzazione dell'apparecchio, per permettere il suo funzionamento con ricevitori di telediffusione a colori di questo standard, assai poco diffusi e comunque aventi un prezzo poco inferiore a quello del monitore.

5. - MONTORE TVI A COLORI SISTEMA CBS.

Il monitore TVI a colori è assai poco dissimile dal tipo impiegato per le riprese in bianco-nero. Esso contiene infatti i vari stadi di deflessione ed amplificazione del sincronismo, il cinescopio con l'equipaggiamento di deflessione e focalizzazione magnetica, e l'amplificatore video.

Quest'ultimo elemento differisce dal tipo in bianco-nero per avere una maggior larghezza di banda (10 MHz contro 4 ÷ 5 MHz).

Innanzi al tubo ruota un disco a settori colorati, alla stessa velocità ed in l'analisi sequenziale sulla telecamera. La fase è importantissima perchè è il fattore che determina il succedersi esatto dei settori nelle due analisi, quella effettuata sulla macchina da presa (dissezione) e quella che si verifica sul monitore (ricomposizione). A questo scopo il motore sincrono che si trova sul monitore non è fisso, ma può ruotare intorno al suo asse; il comando di fase — che è quindi, evidentemente meccanico — viene effettuato per mezzo di un'apposita manopola che determina la rotazione della carcassa del motore, e quindi del disco, in modo da fare corrispondere esattamente l'inizio e la fine di ogni sezione colorata.

Lo schermo di questo tipo di monitore non supera generalmente i 12 pollici, data la difficoltà di costruire dischi analizzatori di diametro maggiore. Esso ha però in confronto al sistema a proiezioni, i vantaggi di una maggior luminosità, un minor effetto di sfocatura; il suo ingombro inoltre è discretamente modesto.

6. - LO STANDARD.

Il dettaglio di un'immagine TVI a colori è inferiore a quello dello standard europeo a 625 linee e si avvicina a quello inglese di 405 linee. È interessante notare però che l'occhio ha un potere risolutivo inferiore per l'immagine a colori che per quella in bianconero, per cui avverte un minor disagio nei due tipi di riproduzione televisiva, a parità di standard, con un'immagine cromatica.

Il sistema CBS, con analisi sequenziale, ha le seguenti fondamentali espressioni che lo definiscono, e sono utilizzate nei sistemi a circuito chiuso.

Frequenza di campo 144 Hz; frequenza quadro-colore 24 Hz; frequenza di campo-colore 48 Hz; frequenza di linea 29.160 Hz; dettaglio 405 lineequadri 72.

La qualità di riproduzione dei colori è buona e può essere paragonata ad un'immagine cinematografica a formato ridotto, avente una leggera granulosità.

Questo sistema stà però cedendo il posto al più complicato ma interamente elettronico sistema NTSC-RCA. ●

Caratteristiche Tecniche dei Nuovi Transistori Sovietici

Come si apprende dai fascicoli del dicembre 1956 e febbraio 1957, della rivista sovietica *Radio* (p. 43 e 64), nuovi tipi di triodi semiconduttori vengono ad aggiungersi a quelli già elaborati nell'URSS. Si tratta di due serie di transistori a punte, corrispondenti a quelle S_1 e S_2 (si veda « *l'antenna* », settembre 1956, XXVIII. 9, p. 246) di cui conservano le medesime caratteristiche, differendo soltanto per la forma della loro custodia metallica stagna, visibile in figura. Tuttavia riproduciamo la relativa tabella dei dati caratteristici, perchè più completa di quella pubblicata in precedenza.

La stessa custodia è stata adottata per una nuova serie di transistori a giunzione, destinati a sostituire la serie P_1 (pure nota ai nostri lettori), dalla quale differiscono per corrente di collettore ridotta, potenza dissipata e amplificazione di corrente aumentate limiti di frequenza notevolmente allargati.

Oltre a questi tipi nuovi, di cui le caratteristiche riproduciamo nelle tabelle, si trovano in preparazione nella URSS, triodi semiconduttori per frequenze acustiche di potenza fino a 10 W, che completeranno le serie P_2 e P_3, note dall'articolo citato de « *l'antenna* » e destinate per potenze fino a 3 W.

1. - TRIODI A PUNTE (1)

Tipo	Utilizzazione	Regime delle prove		Parametri								Condizioni limite				Tipo analogo precedente
		I_E [mA]	U_c [V]	R_{11} max. [kΩ]	R_{12} max. [kΩ]	R_{22} min. [kΩ]	a min.	a_{lim} min.	K_P (2) [dB]	K_T	I_E [mA]	I_c [mA]	U_c [V]	P_c [mW]	
S 3 A	Amplif. fino 0,5 MHz	0,3	— 20	0,75	0,2	7	1,2	1,0	15—19	—	10	— 10	— 40 (3)	100 (5)	S 1 A
S 3 B	Amplif. fino 0,5 MHz	0,3	— 20	0,75	0,2	7	1,5	1,2	18—22	50	10	— 6	— 40 (3)	50 (6)	S 1 B
S 3 V	Amplif. fino 1,5 MHz	0,3	— 20	0,75	0,2	7	1,5	1,2	15—19	—	10	— 10	— 40 (3)	100 (5)	S 1 V
S 3 G	Amplif. fino 1,5 MHz	0,3	— 20	0,75	0,2	7	1,5	1,2	18—22	50	10	— 6	— 40 (3)	50 (6)	S 1 G
S 3 D	Amplif. fino 5 MHz	0,3	— 20	0,75	0,2	7	1,5	1,2	15—22	30	10	— 6	— 40 (3)	50 (6)	S 1 D
S 3 E	Amplif. fino 10 MHz	0,3	— 20	0,75	0,2	7	1,5	1,2	15—22	—	10	— 6	— 40 (3)	50 (6)	S 1 E
S 4 A	Gener. fino 0,5 MHz	0,3	— 10	1,5	0,7	7	1,5	1,2	—	—	10	— 10	— 30 (4)	100 (5)	S 2 A
S 4 B	Gener. fino 1,5 MHz	0,3	— 10	1,5	0,7	7	1,6	1,5	—	—	10	— 6	— 20 (4)	50 (6)	S 2 B
S 4 V	Gener. fino 5 MHz	0,3	— 10	1,5	1,0	7	1,6	1,5	—	—	10	— 6	— 20 (4)	50 (6)	S 2 V
S 4 G	Gener. fino 10 MHz	0,3	— 10	1,5	1,0	7	1,6	1,5	—	—	10	— 6	— 20 (4)	50 (6)	S 2 G

2. - TRIODI A GIUNZIONE (p-n-p).

Regime delle prove: $I_E = 1$ mA e $U_c = -5$ V.

Tipo	Utilizzaz. amplific. fino a	Parametri										Condizioni limite					
		(7) h_{11} [Ω]	(7) h_{12} 10-	(7) G_{22} [μS]	(7) a	I_{co} [μA]	(8) K_P [dB]	$f_{0,7}\alpha$ [MHz]	(9) C_c [pF]	Δt_1 [C/mW]	Δt_2 [C/mW]	P_c [mW]	U_c [V]	I_E [mA]	I_{co} [mA]	I_{cc} [mA]	(10) t_c [C]
P 6 A	0,5 MHz	40	1 ÷ 50	2	0,92	— 20	35	0,5	40	0,5	0,2	150	— 30	10	— 10	— 50	+ 100
P 6 B	1 MHz	40	2,5	1	0,92	— 10	38	1	40	0,5	0,2	150	— 30	10	— 10	— 50	+ 100
P 6 V	1 MHz	40	3	1	0,955	— 10	39	1	40	0,5	0,2	150	— 30	10	— 10	— 50	+ 100
P 6 G	2 MHz	40	4	1	0,98	— 10	40	1 ÷ 2,5	40	0,5	0,2	150	— 30	10	— 10	— 50	+ 100
P 6 D	1 MHz	40	2,5	1	0,92	— 10	38	1	40	0,5	0,2	150	— 30	10	— 10	— 50	+ 100

(1) Se non specificato diversamente, i valori si riferiscono a frequenze acustiche e al collegamento della base a massa. Per aumentare la stabilità, si raccomanda includere nel circuito dell'emettitore una resistenza attiva dell'ordine di qualche centinaio di ohm.
(2) Con resistenza interna del generatore 0,5 kΩ e resistenza di carico 10 kΩ.
(3) A temperatura ambiente oltre +40 °C, la tensione U_C non deve superare —20 V.
(4) A temperatura ambiente oltre +40 °C, la tensione U_C non deve superare —15 V.
(5) A temperatura ambiente oltre +40 °C, la potenza dissipata sul collettore non deve superare 50 mW.
(6) A temperatura ambiente oltre +40 °C, la potenza dissipata sul collettore non deve superare 30 mW.
(7) Entro la banda 200 ÷ 1000 Hz.
(8) Con emettitore a massa, in regime classe A, con resistenza interna del generatore 0,6 kΩ e resistenza di carico 30 kΩ.
(9) A frequenza 465 kHz.
(10) Intesa come somma della temperatura ambiente più l'incremento di temperatura del collettore, calcolabile dal prodotto: $P_C \cdot \Delta t$.

3. - SIMBOLI.

I_E = corrente dell'emettitore.
I_C = corrente del collettore.
I_{Ca} = corrente del collettore in regime d'amplificazione.
I_{Cc} = corrente del collettore in regime di commutazione.
I_{Co} = corrente inversa nel circuito del collettore a entrata aperta ($I_E = 0$).
U_E = tensione sull'emettitore.
U_C = tensione sul collettore.
U_g = f.e.m. del generatore.
R_g = resistenza propria del generatore.
R_{11} = resistenza di entrata a uscita aperta

$$R_{11} = \frac{dU_E}{dI_E} \quad \text{a } I_c = 0$$

h_{11} = resistenza di entrata a uscita chiusa

$$h_{11} = \frac{dU_E}{dI_E} \quad \text{a } U_c = 0$$

R_{22} = resistenza di uscita a entrata aperta

$$R_{22} = \frac{dU_c}{dI_c} \quad \text{a } I_E = 0$$

G_{22} = conduttanza di uscita a entrata aperta

$$G_{22} = \frac{dI_c}{dU_c} \quad \text{a } I_E = 0$$

R_{12} = resistenza di reazione a entrata aperta

$$R_{12} = \frac{dU_E}{dI_c} \quad \text{a } I_E = 0$$

h_{12} = fattore di reazione a entrata aperta

$$h_{12} = \frac{dU_E}{dU_c} \quad a \; I_E = 0$$

α = fattore di amplificazione di corrente a uscita chiusa

$$\alpha = \frac{dI_c}{dI_E} \quad a \; U_c = 0$$

α_{lim} = come sopra, per frequenza limite

$f_{0,7\alpha}$ = frequenza alla quale α si riduce a 0,7 del suo valore massimo

K_T = fattore di amplificazione di tensione

K_P = fattore di amplificazione di potenza:

$$K_P = \left(\frac{U_{usc}^2}{R_{car}}\right) : \left(\frac{U^2_g}{4R_g}\right)$$

rapporto tra potenza sviluppata, in alternata, ai capi del carico, e potenza del generatore

N_r = fattore di rumore: rapporto della potenza dei rumori emessi dal triodo, alla potenza dei rumori termici causati da una resistenza uguale a quella di uscita del triodo, a temperature pari

P_C = potenza massima, dissipata dal collettore

t_c = temperatura del collettore

t_1 = differenza di temperature tra il collettore e la custodia del triodo per ogni mW di potenza dissipata

t_2 = come sopra, in presenza di un radiatore supplementare

C_c = capacità del collettore.

4. - NORME GENERALI

Per le norme generali di impiego si rimanda gli interessati all'articolo citato de « *l'antenna* ».

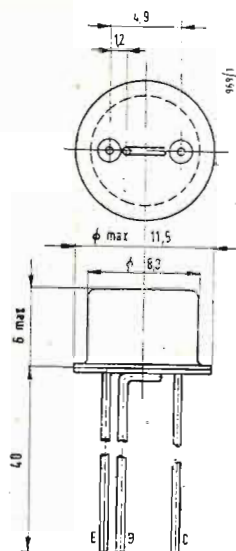



Fig. 1 - Misure di ingombro della serie di transistori di produzione sovietica.

La presente relazione sui transistori sovietici sarebbe incompleta se non accennassimo alle voci che sulla stessa rivista Radio appaiono sul tema del rifornimento del mercato di triodi semiconduttori; come per esempio sul fascicolo 10/56, p. 7, oppure su quello più recente del 6/57, con due dichiarazioni analoghe in merito, a p. 11. Ne deriva che perfino i costruttori di apparecchiature elettroniche, abbastanza esperti e capaci per riuscire ad esporre a Mosca (per alcuni anni di seguito e dopo aver superato eliminatorie regionali), le loro realizzazioni alla annuale Mostra di Attività Costruttrice Dilettantistica, non hanno nessuna possibilità di procurarsi diodi e triodi a cristallo, indispensabili per poter ripresentarsi con realizzazioni veramente moderne, alla successiva 14ª Mostra che dovrebbe tenersi nel novembre 1957.

(O. Cz.)

Il cryotron rivoluzionerà la costruzione dei grandi apparati elettronici.

Il Politecnico di Messachusetts ha annunciato recentemente la realizzazione, ad opera di uno scienziato della Facoltà di Ingegneria Elettronica, Dudley A. Buck, di un nuovo dispositivo denominato cryotron.

Gli esperimenti per la messa a punto del nuovo dispositivo, destinato a sostituire i transistori e le valvole elettroniche nei complessi apparati elettronici di calcolo, ebbero inizio tre anni or sono presso il Politecnico, in collaborazione con il Laboratorio Lincoln.

Il nuovo dispositivo, talmente piccolo che 100 esemplari entrano in un ditale, costituisce la prima applicazione utile del fenomeno della superconduttività, cioè la capacità che hanno alcuni metalli di condurre corrente elettrica senza opporre resistenza a temperature inferiori ai — 251 °C.

I cryotron funzionano in ambiente di elio liquido, il cui punto di ebollizione, com'è noto, è a 4,2 °C sopra lo zero assoluto. Esso consta di un pezzo di filo diritto intorno al quale è attorcigliato un altro filo sottile quanto un capello con la funzione di avvolgimento di controllo. Al di sotto della temperatura critica, il filo di sezione maggiore non offre alcuna resistenza al passaggio di corrente, ma la corrente che si forma nell'avvolgimento di controllo sviluppa un campo magnetico che distrugge la superconduttività nel primo filo, determinandovi un ritorno di resistenza. In tal modo, la corrente nell'avvolgimento di controllo può interrompere il passaggio della corrente nel filo diritto. Con opportuni allacciamenti tra diversi cryotron, questi singoli « interruttori » permettono di ottenere quel tipo di circuito ad interruzione occorrente per il funzionamento di innumerevoli macchine analogiche.

Il cryotron permetterà di ridurre il formato delle attuali macchine calcolatrici elettroniche in una misura veramente sorprendente: basterà rilevare che una delle macchine più complesse potrà risultare non più grande di 1/10 di metro cubo, contrariamente alle attuali, che occupano invece vasti ambienti. *(u.s.)*

Il solion, nuova meraviglia elettronica, potrà sostituire tubi e transistori.

I aboratorio Navale di Artiglieria degli U.S.A. hla dato qualche settimana fa l'annuncio di un nuovo congegno elettrochimico che potrà sostituire nel campo della tecnologia elettronica valvole e transistori. Il principio su cui si basa questo nuovo ritrovato è quello degli ioni (atomi o molecole a carica elettronica) in movimento in una soluzione anzichè in un gas, come accade nelle valvole, o in un solido, come accade nei transistori. Gli ioni del *solion* si muovono infatti intorno agli elettrodi in una soluzione di iodio.

Gli studi che hanno portato alla scoperta erano in atto da più di un decennio presso il Laboratorio navale di artiglieria di Silver Springs (Meryland). Il nome di *Solion* è una abbreviazione di « ioni in soluzione ». Il congegno potrà avere una enorme importanza in tutto il campo della tecnologia elettronica, dai congegni per la guida dei missili balistici a quelli per la navigazione aerea e alle suonerie d'allarme in caso di incendio o di furto.

Il nuovo congegno è estremamente sensibile ai mutamenti dell'ambiente esterno. Il flusso degli ioni, ad esempio, può essere stimolato e modificato da mutamenti di temperatura, pressione, luce, suono o accelerazione.

Questa estrema sensibilità fa sì che il *solion* possa avvertire qualsiasi mutamento di velocità o di direzione rispetto alla rotta prefissa. Tali mutamenti creano una esigua ma registrabile corrente elettrica che segnala agli strumenti di controllo di riportare il missile o l'aereo sulla rotta giusta.

Si prevede che il *solion* permetterà di semplificare, diminuendone anche il prezzo e le dimensioni, tutti i sistemi elettrici di controllo. Un piccolo apparecchio di questo genere, delle dimensioni di una tazzina di caffè e del peso di un centinaio di grammi o poco più, potrebbe essere sufficiente al controllo elettronico di un complesso circuito del peso di qualche quintale. Ciò permetterà quindi una riduzione notevole della dimensione delle attrezzature di guida dei missili e degli aerei.

In alcune applicazioni, inoltre, il *solion* promette di essere più selettivo, sensibile ed efficiente delle valvole normali o degli stessi transistori.

Tra le applicazioni immediate già allo studio vi è quella — oggetto di ricerche da parte dell'Aeronautica Americana — che prevede la fabbricazione di un esposimetro che permetterebbe di proteggere il personale di volo dai pericolosi rumori a bassa frequenza degli ae r a reazione i quali, pur non « uditi », possono col tempo distruggere il sistema uditivo di una persona che sia ad essi esposta di frequente. Una sbarretta di *solion* potrebbe misurare l'ammontare complessivo di suoni a bassa frequenza cui una persona è stata esposta e un mutamento nel colore della soluzione di iodio segnalerebbe quando il limite di pericolo sta per essere raggiunto. *(u.s.)*

Un tubo a raggi catodici ad otto cannoni

È stato esposto recentemente alla mostra londinese della Società di Fisica un tubo a raggi catodici dei più complicati, capace di mostrare contemporaneamente otto immagini radar.

Ognuno di questi tubi consiste di oltre 1200 pezzi; la costruzione richiede 100 ore-uomo di lavoro. Quella del tubo esposto ha richiesto il lavoro di una cinquantina di persone.

Il tubo potrebbe sostenere un ruolo importante nello sviluppo degli aerei volonti a velocità supersonore e dei missili radiocomandati. A diverse importanti ditte del continente è stato concessa la licenza di produzione. *u. b.*

sulle onde della radio

Canadà

La stazione trasmittente della «The Maritime Broadc. Co - P.O. Box 400 - Halifax» opera su 6130 kHz (CHNX - 0,5 kW) dalle ore 12.00 (Domenica 14.00) - 05.15.

Cile

Il nominativo esatto della stazione Cilena operante su 9595 kHz è «Presidente Balmacera».

Congo Belga

«Radio Congo Belga» è ora in aria come segue: Per gli europei e gli africani istruiti: 06.00-07.30 (Domenica 08.30) su 4760 kHz (20 kW), 9380 (OTM2 - 50 kW), 11.15-13.30 su 4760, 11720 (OTH3 - 50 kW), 16.30 (Domenica 16.00) - 22.00 (Sabato 23.00) su 4760, 6295 (OTM1 - 0,25 kW), 9380 kHz. Per gli africani del Congo Belga e Ruanda Urundi:

1) Leopoldville: 11.30 (Domenica 11.00) - 13.00 su 11795 kHz (OTM5 - 50 kW), 17.30-21.00 su 9210 (OTH - 50 kW).

2) Stanleyville: 16.30-20.00 su 6079 (OOB - 3 kW).

3) Elisabethville: 16.30-20.00 su 5963 (OPS - 3 kW).

Nuova Zelanda

Trasmissione speciale diretta ai Neozelandesi dislocati nella base del Mare di Ross «Calling Antarctica» su 9540 kHz dalle 09.15 alle ore 09.45 alla Domenica. Altra trasmissione diretta ai Neozelandesi in servizio in Malesia «Calling Malaya» su 9540 e 15280 alla Domenica dalle ore 11.15 alle 11.45.

Perù

Nuove stazioni ad onde corte:

1) «Radio 1160», Lima, 4880 kHz (OCX4E) 1160 (OAX4C) 0,75 kW.

2) «Radio Iunin, Huancayo, 3300 (OBX4Y - 0,35 kW), 1370 (OBX4V - 0,5 kW).

3) «Radio Ica», Ica (ex «Radio Universal») 9590 (OAXSC - 0,2), 1270 (OAX5B - 0,2).

4) «Radio Mundo» Huancayo, 6160 (OCX46, 1 kW), 1580 (OCX4F - 1 kW).

5) «Radio Pisco», Pisco, 5010 (OAX50 - 1 kW), 620 (OAX5P - 1 kW).

6) «La Voz del Altiplano», Puno, 5960 (OAX7L - 0,3 kW), 1030 (OAX7W - 0,3 kW).

7) «Radio Atlantida», Iquitos 9625 (OAX8K - 1 W), 1490 kHz (OAX8J - 1 kW).

Spagna

«Radio Alerta» è ora un'aria su 7380 (3 kW) con nominativo EFE3 (ex La Voz de la Falange - Madrid»). Scheda di programma: 21.00-24.00.

Tanganica

«The Tanganyika Broadcasting», Corp (TBC) è schedata come segue: 04.15-05.40 su 1250, 7167 kHz (Lunedì, Mercoledì, Venerdì in Kiswahili, Martedì, Giovedì, Sabato in Inglese), 16.00-19.00 in Kiswahili e 19.00-20.30 (Inglese) su 1250, 5050 kHz. Alla domenica non avvengono trasmissioni.

U.R.S.S.

La scheda estiva di Radio Mosca in lingua inglese per l'Europa è: 08.30-09.00 su 11785 15080, 15130, 15150, 15180, 15330, 15440, 17740 1784 kHz ed alle 18.30-23.30 su 11740, 11975 15150 (fino alle 20.30 anche su 15220) e dalle ore 21.00 anche su 9740 kHz.

U.R.S.S.

Radio Mosca irradia per l'Europa dei concerti alle seguenti ore: 1) 09.00-16.30 su 15390 kHz (dalle 13.30 anche su 15200 kHz e dalle 14.30 su 17740 kHz); 2) alle 22.15 su 800, 9570, 9790, 11940 kHz fino alle 22.30, dalle 22.30 alle 23.00 su 800, 1322, 1385, 7215, 9480, 9570, 9790, 11835, 11940, 15080 (dalle 22.45 anche su 575 e 1034 kHz); dalle 23.00 alle 23.30 su 575, 800, 890, 935, 998, 1034, 1322, 1385, 7215, 9570, 9625, 9675, 11715, 11755 e 11870.

U.S.A.

«Radio Boston» opera da agosto come segue, per l'Europa: Lunedì, Venerdì 19.59-21.35 (Domenica 20.00-22.00) su 15200, 17750, 21460 kHz (Lunedì 20.45 Posta Scandinava e 21.00 Programma Svedese). Per l'America Latina dalle 23.30 alle 02.45 su 15230, 17710, 17750, 21500 kHz (Portoghese 23.30-24.00, Inglese 00.01-01.15, Spagnolo 01.15-02.45). *(Micron)*

80 W a Cristallo su 144 e 420 MHz

(segue da pag. 402)

La unione fra il telaino del preamplificatore ed il telaio principale è ottenuta mediante una spina octal fissata sulla parte inferiore del telaino, ed uno zoccolo octal fissato al telaio principale; attraversato tale zoccolo passano i conduttori di alimentazione anodica e di filamento, ed i conduttori che vanno al potenziometro di volume, R_{49}, mentre l'ingresso e l'uscita del preamplificatore sono portati attraverso le pareti laterali del telaino (v. fig. 4) per evitare qualsiasi possibilità di innesco di B. F. Su tutti i conduttori che arrivano al preamplificatore vi sono dei filtri a r. f., sempre allo scopo di inibire l'accesso della r. f. al preamplificatore stesso.

In parallelo ai condensatori elettrolitici di filtro C_{65} e C_{67} sono stati posti C_{64} e C_{66}, da 2000 pF in ceramica poichè i condensatori elettrolitici presentano una certa induttanza e la loro azione di by-pass non è sufficiente per le frequenze in gioco.

Lo schema del preamplificatore è del tutto convenzionale: si tratta, come già detto, di tre triodi amplificatori di tensione in cascata con accoppiamento a RC; è da notare soltanto la mancanza del condensatore sul catodo del secondo triodo di V_{16}, per introdurre un certo grado di controreazione. Si tenga presente che entrambi i tubi del preamplificatore devono essere schermati e che V_{16} va montato su un supporto antimicrofonico.

Analizzando la fig. 4 si notano sul retro del telaio, da sinistra: l'ingresso di rete, i cambio tensione ed i fusibili relativi a T_1, T_2 e T_3, ed il bocchettone del cavo di collegamento fra le due unità. Sopra il telaio, da sinistra in alto si vedono T_2, T_3 e T_5; sotto T_2 e T_3, da sinistra vi sono V_9, V_{10}, V_8, V_{12} e V_{11} e sotto T_5 si notano V_{14}, V_{15}, T_4 e V_{13}. In basso da sinistra vi sono T_1, Z_1, Z_2 ed il telaino del preamplificatore con V_{16} e V_{17}.

I risultati ottenuti da questo complesso sono stati veramente lusinghieri e la complessità della costruzione è stata compensata da una grande flessibilità d'impiego e da una elevata sicurezza e facilità di manovra. *

Elementi di Calcolazione di Amplificatori a Transistori

(segue da pag. 405)

di un amplificatore a bassa frequenza a transistori.

In base a questi risultati si potrà decidere per il sistema di accoppiamento (a trasformatore, a resistenza-capacità, o diretto) e per le caratteristiche dell'alimentazione e della corrente di polarizzazione. Per quanto riguarda quest'ultima parte, sarà facile determinare il punto di lavoro a segnale zero, partendo dalle curve I_c in funzione di V_c per differenti valori di I_b.

Nota la resistenza di carico R_L, si traccerà sul diagramma la retta di carico, scegliendo in maniera conveniente la tensione di alimentazione di collettore e la corrente di polarizzazione di base in assenza di segnale.

TABELLA II

CARATTERISTICHE DINAMICHE
(emettitore a massa)

$$R'_{in} = r'_{11} \cdot \frac{R_L + r_{c\,out}}{R_L + r'_{22}}$$

$$R'_{out} = r'_{22} \cdot \frac{R_s + r'_{in}}{R_s + r'_{11}}$$

Guadagno di corrente:

$$a' \cdot \frac{r'_{22}}{R_L + r'_{22}}$$

Guadagno di tensione:

$$\frac{a' \cdot r'_{22}}{r'_{11}} \cdot \frac{R_L}{R_L + r'_{out}}$$

Guadagno di potenza:

$$\frac{(a' \cdot r'_{22})^2}{r'_{11}} \cdot \frac{R_L}{(R_L + r'_{22})\,(R_L + r'_{out})}$$

Condizione di massimo guadagno di potenza:

$$\overline{R_L} = \sqrt{r'_{22} \cdot r'_{out}}$$

da cui risulta:

$$\overline{R_{in}} = \sqrt{r'_{11} \cdot r'_{in}}$$

Condizione di massima potenza trasferita dalla sorgente al carico:

$$R_L = \overline{R_L}$$
$$R_s = R_{in}$$

TABELLA III

CONVERSIONE DAL SISTEMA r_e, r_b, r_c e r_m AL SISTEMA SEMPLIFICATO.
(emettitore a massa)

$$a' = \frac{r_m}{r_c - r_m}$$

$$r'_{11} = r_e + r_b$$

$$r'_{in} = r_b + r_e(1+a')$$

$$r'_{22} = \frac{r_c}{1 + a'}$$

$$r'_{out} = \frac{r_c}{1 + a'} \left[1 + \frac{a' \cdot r_e}{r_e + r_b}\right]$$

5. - BIBLIOGRAFIA.

Mullard Technical Communications - Volume 1, numero 8.

L'Onde Electrique - Marzo 1955, numero 336.

Electronics - Novembre 1953, numero 11.

I Transistori nei Circuiti di Comando dei Relé*

Questa rassegna segue quella di ugual titolo apparsa sulla nostra rivista nel febbraio dell'anno in corso (l'antenna, *febbraio 1957, XXIX, 2, pag. 93).*

1. - CASO IN CUI LA GRANDEZZA DI ECCITAZIONE VARIA PROGRESSIVAMENTE.

In certi casi il comando di un relè o di un dispositivo analogo, deve essere fatto tramite una variazione continua e progressiva di una grandezza trasformabile in grandezza elettrica (e non già come nei casi più comuni in cui l'azionamento di un relè avviene tramite la chiusura di un contetto oppure l'apertura di questo) per quanto è stato detto nel precedente articolo, questa condizione sembrerebbe impedire l'impiego del transistore quale servo relè. Per fortuna non è così perchè è assai facile realizzare un sistema bistabile, il quale permetta al transistore dello stadio finale di trovarsi nella condizione di bloccäggio o di conduzione escludendo quindi qualsiasi stadio intermedio fra questi citati. È sufficiente per questo eseguire un montaggio con transistore quale amplificatore nel circuito classico chiamato « bilancia di Schmitt », con un transistore finale, secondo lo schema indicato nella fig. 1. Se il circuito di base del transistore d'ingresso non ha una resistenza troppo elevata, il sistema funziona come la bilancia di Schmitt. In assenza di corrente di eccitazione si può costatare che la manovra anche molto lenta e progressiva del potenziometro, fà passare bruscamente la corrente del transistore finale da zero ad un massimo o viceversa, senza che sia possibile a questa di trattenersi su un valore intermedio. E ciò è appunto la condizione ricercata. Lo stesso effetto può essere prodotto, in un modo utile questa volta, dalla variazione di una debole corrente iniettata fra i morsetti contrassegnati « corrente di eccitazione ». Il potenziometro permette di porre la soglia della pendolazione ad un livello scelto a volontà in rapporto alla corrente di eccitazione; condizione questa che risulta assai pratica. Si consideri per esempio il montaggio riprodotto in fig. 1 e consistente in due transitori tipo TJN2. Verrà qualificato con A lo stato di interdizione del transistore finale e con la lettera B lo stato di conduzione del transistore eccitato. Si consideri per il momento nulla la corrente di eccitazione e si regoli quindi il potenziometro un po' oltre della posizione che determina la pendolazione dallo stato B allo stato A. Se si farà aumentare la corrente di eccitazione, nel senso indicato in figura, si constaterà, che quando la corrente raggiunge il valore di 95 μA la pendolazione avviene e si passa dallo stato A allo stato B. Facendo diminuire la corrente di eccitazione, la pendolazione di B ad A si produce per la condizione di corrente uguale a 26 μA. La differenza

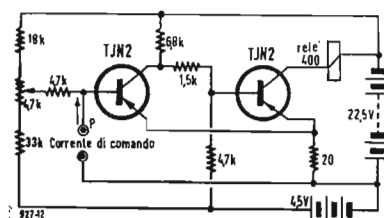



Fig. 1 - Versione transistorizzata della « bilancia di Schmitt » nella quale la corrente del collettore del secondo transistore varia bruscamente allorchè si aziona, anche lentamente il potenziometro del circuito d'ingresso.

Fig. 2 - Se occorre che la pendolazione del circuito precedente non abbia nessuna ripercussione sui circuiti di comando si potrà aggiungere uno stadio preamplificatore avente nel contempo la funzione di separatore.

Fig. 3 - Applicazione al circuito di figura 1 per l'azionamento di un relais attraverso un fotodiodo.

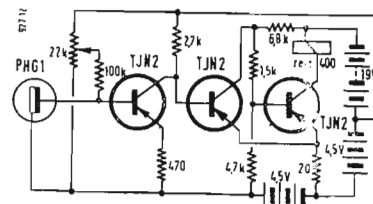



Fig. 4 - Se la variazione di flusso luminoso non raggiunge il valore di almeno 3 millilumen è necessario impiegare uno stadio amplificatore intermedio.

attiva (70 μA) non dipende dalla regolazione del potenziometro. Questa differenza dipende dai transistori impiegati, che avverte che tutti i transistori dello stesso tipo dànno dei valori dello stesso ordine. Avendo nuovamente annullato la corrente di eccitazione si potrà regolare il potenziometro un po' oltre al punto che fa pendolare il sistema dallo stato A allo stato B. Aumentando ora la corrente di eccitazione, che questa volta deve avere il senso opposto a quello indicato nella fig. 1 si potrà constatare che quando la corrente raggiunge i 95 μA avviene la pendolazione dallo stato B allo stato A. Diminuendo progressivamente la corrente di eccitazione il ritorno brusco dallo stato B si produce per un'intensità di corrente d'eccitazione di 25 μA, si ritrova quindi la stessa differenza attiva anche nel funzionamento invertito rispetto al precedente. Se vien posto il potenziometro su un punto intermedio rispetto alle due posizioni citate in precedenza la pendolazione dallo stato A allo stato B avviene per una corrente di eccitazione di 35 μA nel senso di pendolazione da B ad A e così pure la pendolazione in senso opposto ben inteso invertendo la corrente di eccitazione, e si ha sempre per un valore di corrente di eccitazione di 35 μA.

Questi esempi permettono di verificare che sarà indifferente far funzionare in un senso o nell'altro il dispositivo. Il transistore non ha un'impedenza d'ingresso infinita (la pendolazione si ripercuote quindi un po' sul circuito d'ingresso); la tensione al morsetto P varia all'incirca 0,75 V. Nel caso in cui questa ripercussione dovesse essere considerata un inconveniente come pure nel caso in cui si desideri una maggiore sensibilità (corrente di eccitazione più debole), è assai facile far precedere il sistema da un preamplificatore a transistore per esempio realizzando quello indicato nello schema di fig. 2. La differenza at-

(*) RIETHMULLER, J., Emploi des Transistors par « tout ou rien », *Electronique Industrielle*, marzo-aprile 1957, 13, pag. 12.

tiva di corrente di eccitazione scende allora a 6 μA e la variazione di tensione d'ingresso è di soli 0,14 V, senza ripercussione alcuna della pendolazione sul circuito d'ingresso. Con questo montaggio la pendolazione è particolarmente decisa in conseguenza della debole resistenza del circuito di base del transistore intermedio. La potenza teorica di eccitazione è piccolissima (inferiore al μW), ma in pratica per assicurare un funzionamento deciso tenendo debito conto degli effetti termici è prudente poter disporre di una maggiore potenza che però rimane sempre dell'ordine di alcuni μW.

2. - APPLICAZIONE DEL CIRCUITO PRECEDENTE NEL CASO DI FOTODIODI.

Anche questa applicazione è molto facile: si impiegherà per questo il circuito riprodotto nella fig. 3 che è più esattamente quello riprodotto in fig. 1 con la semplice aggiunta di un fotodiodo il quale può ora ricevere una grandezza luminosa variabile progressivamente.

La regolazione della soglia di pendolazione si fa tramite il potenziometro; come in tutti i montaggi precedenti si dovrà conservare un margine di sicurezza sufficente affinchè gli effetti termici non possano determinare la pendolazione del sistema.

La differenza di corrente necessaria alla pendolazione è stata verificata dell'ordine di 70 μA, il fotodiodo chiederà per questo una variazione di flusso luminoso di almeno 3 millilumen. Se si desidera una migliore sensibilità si monterà uno stadio intermedio come indicato nell'esempio riprodotto nella fig. 4. La sensibilità teorica sarà fortemente aumentata ma la sicurezza di funzionamento, a scapito degli effetti termici, esigerà che la si diminuisca sensibilmente e che la differenza del flusso luminoso che dovrà mandare il dispositivo sia sufficiente (vale a dire almeno dell'ordine di 0,5 millilumen.

3. - ALIMENTAZIONE UNICA.

Gli schemi indicati in precedenza comportano diverse sorgenti di tensione; è molto facile in laboratorio di ottenere queste diverse sorgenti tramite delle pile. Per un impiego industriale, la presenza di diverse pile può essere un inconveniente assai grave. Gli schemi che seguono indicano come una sorgente di alimentazione unica possa in maniera ugualmente pratica alimentare i montaggi; descritti in precedenza. La semplificazione del sistema di alimentazione comporta due inconvenienti: primo un consumo permanente di corrente dovuto ad un sistema divisore di tensione, ed una riduzione in secondo luogo della potenza disponibile per l'azionamento del

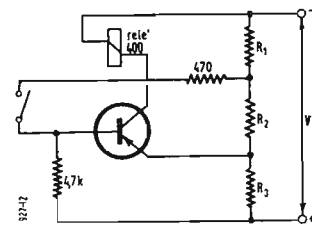
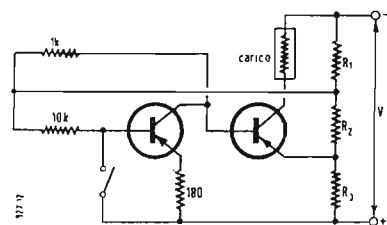
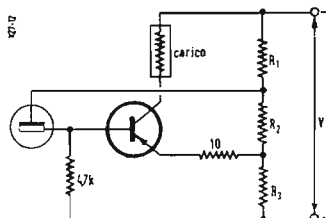
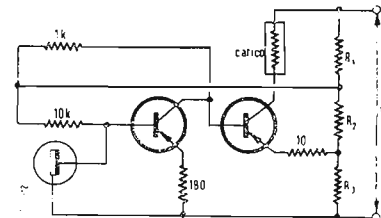
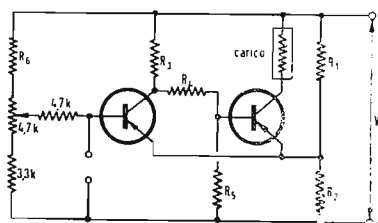
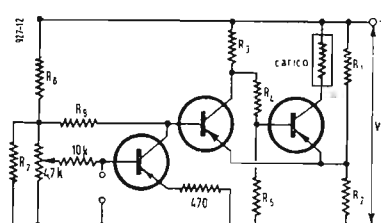
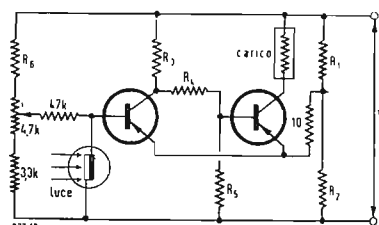
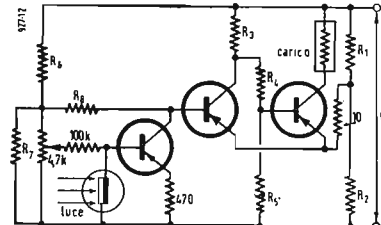



Fig. 5, 6, 7, 8 - Versione con alimentazione ricavata da una unica tensione di alimentazione dei circuiti riportati nelle figure 1, 2, 3, e 4. Fig. 1 bis, 2 bis, 3 bis, 4 bis. - Versione con alimentazione ricavata da un unica tensione di alimentazione dei circuiti riportati nelle figure 3, 4, 5 e 6 dell'articolo apparso sul fascicolo di febbraio (*l'antenna*, febbraio 1957, XXIX, 2, pag. 92).

Schema	V [V]	R_1 [Ω]	R_2 [Ω]	R_3 [Ω]	R_4 [Ω]	R_5 [Ω]	R_6 [Ω]	R_7 [Ω]	R_8 [Ω]	Carico [Ω]	Dissipazione [mW]
1 bis	24	200	25	15						400	810
e	18	150	15	15						300	610
	12	90	15	15						200	405
3 bis	6	30	15	15						100	125
2 bis	24	200	25	15						400	810
e	18	150	15	15						300	550
	12	90	15	15						200	480
4 bis	6	30	15	15						100	130
5	24	200	47	6,8 k	1,5 k	4,7 k	18 k			400	600
e	18	130	47	3 k	1,5 k	4,7 k	10 k			300	480
	12	90	33	2 k	1 k	3 k	3,3 k			200	320
7	6	56	15	1 k	0,5 k	1,5 k	0			100	130
6	24	200	47	6,8 k	1,5 k	4,7 k	1 k	560	2,7 k	400	550
e	18	130	47	3 k	1,5 k	4,7 k	560	560	2,2 k	300	480
	12	90	33	2 k	1 k	3 k	350	390	2 k	200	330
8	6	56	15	1 k	0,5 k	1,5 k	180	200	1 k	100	125

relè. I valori da dare alle differenti resistenze, nel caso di tensioni comunemente impiegate, come pure la potenza disponibile per il relè sono indicate nella tabella qui riportata ad integrazione dello schema. La potenza disponibile è tanto maggiore quanto più la tensione di alimentazione è elevata, sino al raggiungimento della tensione massima ammessa.

4. - CONCLUSIONE.

I transistori si prestano molto meglio che non i tubi a vuoto per il funzionaento di sblocco e blocco. In queste condizioni, essi possono comandare potenze molto superiori alla loro dissipazione. Dei transistori la cui dissipazione indicata dal catalogo del costruttore è di 50 mW possono azionare dei relè che richiedono 1,2 W cioè una grandezza 24 volte maggiore. Nei casi in cui si richieda una estrema sicurezza di funzionamento si dovranno prendere le precauzioni che sono state citate in precedenza. Gli esempi citati non sono minimamente limitati ad un tipo di transistore, i transistori di media potenza oppure i transistori di grande potenza si prestano tutti ugualmente bene a funzionare in circuiti di « blocco e sblocco » con un rapporto immutato fra potenza regolata e potenza massima dissipabile dai transistori. Ben inteso in questo articolo sono stati menzionati dei relè ma questi possono essere sostituiti da qualsiasi altro dispositivo che richieda una potenza dello stesso ordine, quali degli elettro-magneti per comandi meccanici, frizioni magnetiche, motori a corrente continua ecc. Da cui, come si vede, il campo che si apre all'applicazione dei transistori è molto vasto. *(Raoul Biancheri)*

Oscillatori a Quarzo per Collaudi e per Laboratorio*

NEI LABORATORI di ricerca e nella produzione industriale di apparecchiature per le telecomunicazioni si usano sempre più delle frequenze di misura fisse. In tutti quei casi in cui si adopera con continuità una o più frequenze determinate è molto utile l'impiego di un oscillatore fisso o di un oscillatore commutabile, perchè si può risparmiare un più costoso oscillatore con variazione continua della frequenza e perchè si guadagna sia in tempo (non occorre tarare esattamente ogni volta la frequenza) che in precisione (è eliminata la possibilità di errore nella messa a punto della frequenza).

Il più conveniente oscillatore fisso è quello a quarzo. È molto facile da realizzare ed ha un'ottima precisione e costanza. Per i posti di misura che hanno bisogno di più frequenze si possono costruire tanti oscillatori separati, oppure un solo oscillatore commutabile. Quest'ultimo sistema è più comodo ma è adottabile solo se le varie frequenze non sono molto distanziate.

Il quarzo, che è costituito da una lamina di cristallo, tagliata secondo regole determinate e provviste di terminali, ha nel circuito la duplice funzione di determinare e di stabilizzare la frequenza. Esso è di solito contenuto in custodie di materiale plastico o di lamiera ed è fornito di spina ad innesto. Ci sono però anche delle esecuzioni simili a quelle delle normali resistenze con dei terminali che si possono saldare direttamente sul circuito.

Per la maggior parte delle misure una precisione della frequenza di $\pm 1 \times 10^{-4}$ fino a $\pm 5 \times 10^{-5}$ è più che sufficiente. Il coefficiente di temperatura per un campo di frequenza da 1 kHz a 50 MHz e per un campo di temperatura da 0° a 60° è normalmente compreso entro $\pm 3 \times 10^{-6}/°C$ quindi le variazioni dovute alla temperatura sono minori della precisione propria.

Per esigenze speciali si possono restringere ancora questi limiti. Esistono per esempio dei quarzi contenuti in una camera termostatica provvista di un attacco octal che sono molto pratici anche per circuiti semplici. In essi il quarzo è mantenuto normalmente ad una temperatura di circa 60° ± 5 °C. Se si fa corrispondere questo campo di temperatura ad un tratto piano o ad un punto di flesso della caratteristica del coefficiente di temperatura si può ottenere una variazione massima della frequenza compresa entro 10^{-6} o 10^{-7}.

La frequenza può variare oltre che per la temperatura anche per variazioni che si possono avere negli altri elementi del circuito, quindi se si vuole ottenere una alta e duratura costanza delle frequenze occorre fare attenzione anche allo schema ed alla realizzazione pratica del circuito.

Fig. 2 - Oscillatore a quarzo per 1 ÷ 10 kHz.

Vedremo qui di seguito tutta una serie di circuiti possibili per il campo di frequenza che va da 1 kHz a 50 MHz.

Il primo circuito (fig. 1) mostra un

TABELLA I

Frequenza [Hz]	R_1 [kΩ]	C_1 [pF]	C_2 [pF]
1000... 1500	100	4000	500
1500... 2000	100	3000	500
2000... 2500	100	2000	500
2500... 3200	100	1500	500
3200... 4500	100	1000	500
4500... 6700	100	700	250
6700... 8000	100	500	250
8000... 10000	50	1000	0

TABELLA II

Frequenza [kHz]	$C_1 = C_2$ [pF]	R [kΩ]
100... 200	300... 200	500
200... 500	200... 100	100
500... 3000	100... 50	100... 50
3000...15000	50... 0	50... 20

Fig. 1 - Oscillatore a quarzo con stadio disaccoppiatore per 1 ÷ 60 kHz.

(*) MERZ, G., Quarzoszillatoren in Prüffeldern und Laboratorien, *Elektronik*, Maggio 1957, VI, 5, pag. 124.

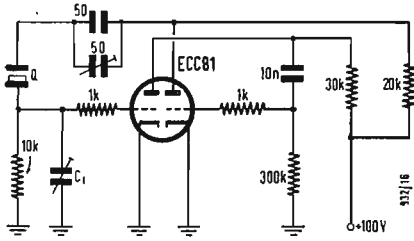



Fig. 3 - Oscillatore a quarzo per 10 ÷ 100 kHz.

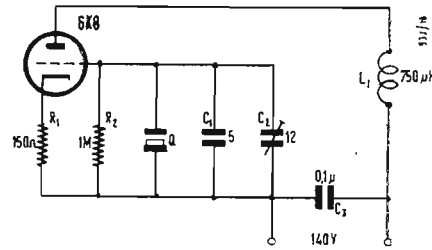



Fig. 4 - Oscillatore del frequenziometro BC221

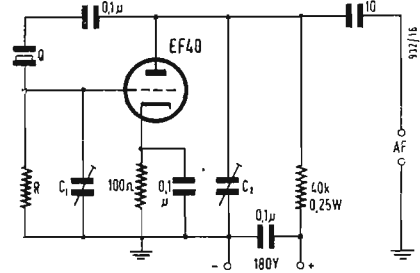



Fig. 5 - Oscillatore a quarzo per 100 kHz ÷ ÷ 15 MHz.

oscillatore completo di stadio disaccoppiatore che può essere usato con quarzi da 1 kHz a 60 kHz. Il quarzo lavora come quarzo a tre polarità. Il condensatore connesso fra il quarzo e la massa può variare la frequenza di circa 2... 5 × 10^{-5}. Questi trimmer sono sempre presenti negli oscillatori, perchè permettono di correggere facilmente piccole variazioni di frequenza dovute agli altri elementi, alle valvole, all'invecchiamento, ecc.

Il circuito della fig. 2 è molto adatto sopratutto per il campo di frequenza da 1 kHz a 10 kHz. Per avere un'oscillazione stabile i valori di R_1 C_1 e C_2 devono essere scelti secondo la tabella 1. Si può prevedere una

Fig. 6 - Oscillatore a quarzo per 100 kHz ÷ ÷ 15 MHz.

limitazione della tensione d'uscita per avere una tensione quasi costante in tutto il campo e per evitare sovraccarichi al quarzo.

Per frequenze da 16 a 100 kHz si può usare il circuito della fig. 3 che impiega quarzi a due terminali. Questo circuito aperiodico di Pierce a 16 kHz richiede per C_1 un valore di circa 100 pF che deve essere diminuito fino a circa 5 pF a 100 kHz. Il condensatore variabile da 50 pF e C_1 devono essere regolati in modo da ottenere la massima stabilità dell'oscillatore. Con essi è possibile correggere la frequenza di circa 10^{-5}. La costanza che si può raggiungere con questo circuito varia da ± 1 a ± 3 × 10^{-5}.

Fig. 9 - Oscillatore di taratura del vobbulatore Grundig 371.

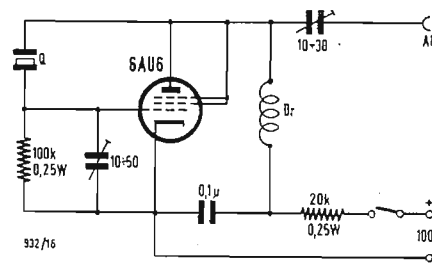
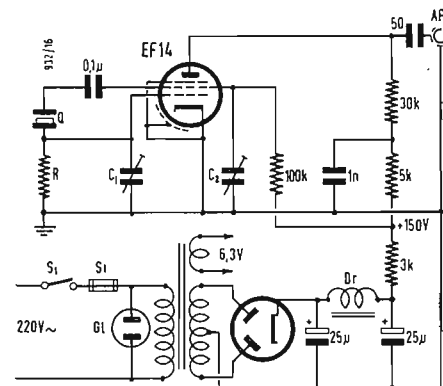



Fig. 7 - Oscillatore di taratura per 800 kHz ÷ ÷ 7 MHz.

Fig. 8 - Oscillatore di taratura per 10 ÷ 20 MHz.

Per ottenere una frequenza di 1000 kHz si usa spesso il circuito dell'oscillatore a quarzo del frequenzimetro americano BC 221 (fig. 4) dato che è facile procurarsi i quarzi originali o dei quarzi europei costruiti appositamente. Nell'apparecchio originale la tolleranza a 20° è di ± 1,5 × 10^{-5} e il coefficiente di temperatura fra 0° e 60 °C è < 1,5 × 10^{-6}/°C. Costruendo con cura il circuito si può raggiungere la precisione dello strumento originale.

I due circuiti seguenti (fig. 5 e 6) sono adatti per un grande campo di frequenze da 100 kHz a 15 MHz. Per avere una oscillazione stabile e pulita si devono dare a C_1 . C_2 e R i valori della tabella II.

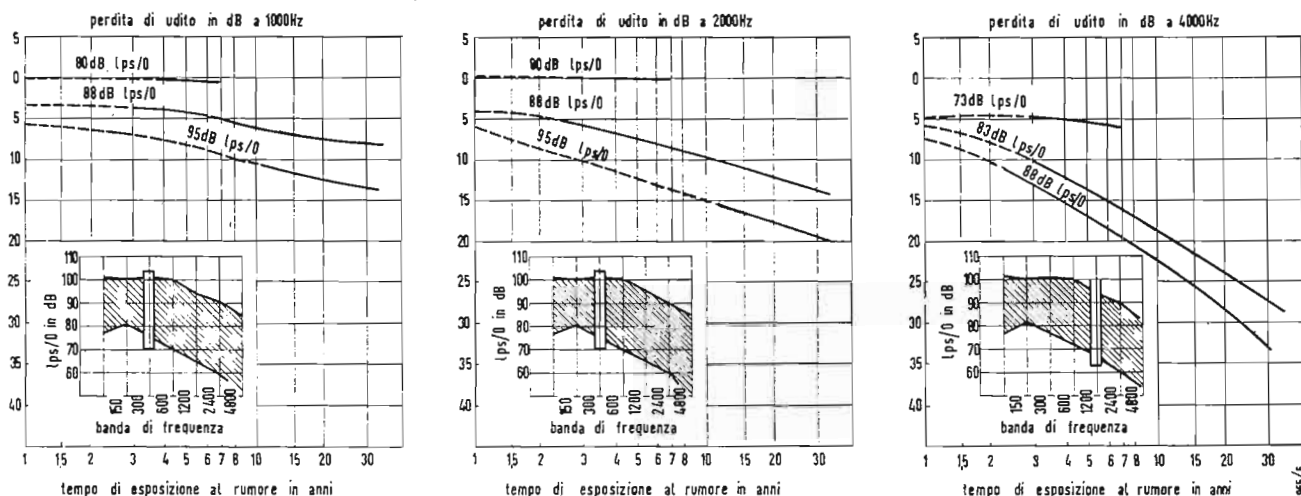
In tutte e due i circuiti Pierce s'impiegano quarzi ad onda fondamentale. Senza termostato ma con temperatura ambiente normale si possono avere per lungo tempo delle costanze di 1,5 × 10^{-5}. Con C_1 e C_2 la frequenza può essere corretta con una precisione di 1 × 10^{-6}.

Le figg. 7 e 8 rappresentano due oscillatori che possono essere incorporati in oscillatori a frequenza variabile per il controllo della scala. Essi sono molto semplici, quello della fig. 7 vale per le frequenze da 800 kHz a 7 MHz e quello della fig. 8 da 10 MHz a 20 MHz.

Una ottima soluzione per un oscillatore a largo campo è quello rappresentato dall'oscillatore di taratura del vobbulatore TV371 della Grundig (figura 9). Il circuito copre un campo

(il testo segue a pag. 430)

Fig. 10 - Oscillatore per quarzo oscillante sulla terza armonica per 15 ÷ 50 MHz.

Il Rumore: un Nemico dell'Udito *

Figg. 1 - 2 - 3. - Curve medie della perdita udito a 1.000 Hz, 2.000 Hz e 4.000 Hz, in funzione del periodo di esposizione, in anni, a rumori costituiti da frequenze contenute solo in determinate bande.

IL RUMORE nella vita industriale, commerciale e militare rappresenta un grave pericolo che, purtroppo, è sempre in aumento. Diretta conseguenza è la perdita dell'udito e questa si manifesta nei lavoratori senza alcuna possibilità di prevenzione in quanto, generalmente, non si effettuano controlli periodici. L'autore nel presente articolo descrive le caratteristiche che devono possedere i centri audiometrici e ribadisce la necessità di una analisi delle varie componenti dello spettro di frequenza dei diversi tipi dei rumori.

L'autore riferisce che, da esperienze raccolte alle varie riunioni, che normalmente si tengono fra tecnici audio si può notare come spesso ci si pongano le seguenti domande:

a) come vengono misurati i livelli del rumore nei luoghi di lavoro o in generale nelle cosidette « zone rumorose »?

b) Quali sono i valori limiti ammissibili?

c) È importante conoscere la scomposizione in varie frequenze dello spettro del rumore?

d) Come devono essere realizzate le camere acustiche per le misure audiometriche?

Nel seguito dell'articolo si esaminano brevemente questi quattro punti.

1. - MISURA DEI LIVELLI DEL RUMORE.

Vari sono gli apparecchi che note Case costruiscono a questo scopo e questi non sono affatto complicati da usarsi. In genere gli apparecchi vengono corredati da istruzioni particolareggiate, ma vi sono delle precauzioni ulteriori che devono essere prese prima che lo strumento venga usato in una zona rumorosa. Brevemente queste sono:

a) Lo strumento deve essere posto in un luogo tale che il livello del rumore che colpisce il microfono sia il medesimo di quello che colpisce l'orecchio del lavoratore.

b) Si faccia attenzione a non mettere il microfono in un punto di livello zero. Infatti in taluni casi è possibile che si creino nell'ambiente rumoroso onde stazionarie simili a quelle delle linee elettriche. In queste condizioni spostando il microfono si avrà una successione di massimi e di minimi nella deflessione dell'indice dello strumento. Nel caso si verifichi questa situazione è necessario tener presente che la massima deviazione che subisce l'indice dello strumento indicatore deve essere registrata.

c) Quando si prova se un determinato luogo è adatto per effettuare misure audiometriche. il microfono dovrebbe essere posto in diverse posizioni al fine di dedurre, dalle varie misure fatte, il valore medio del livello del rumore. Se si riscontra che le varie letture differiscono fra di loro più di 10 dB. è necessario che si controlli qual'è la causa. cioè la sorgente di rumore che provoca queste forti variazioni. In generale esse sono dovute a rumori generati assai vicino al luogo di misura che spesso sono facilmente eliminabili; come quelli prodotti ad esempio da impianti di ventilazione o di riscaldamento.

d) È assolutamente necessario controllare, con opportune cuffie il tipo di segnale, che viene dallo strumento usato inviato all'apparato di misura, al fine di evitare che effetti di microfonicità, ronzio od altro disturbino le misure.

2. - LIMITI DEL LIVELLO DEL RUMORE NEI LUOGHI DI LAVORO.

Durante gli ultimi dieci anni si sono effettuate molte ricerche nel campo del rumore e si sono particolarmente indagati gli effetti nocivi del rumore sull'udito. Inoltre si sono studiati gli effetti mascheranti del rumore sulla capacità di trasmissione d'informazioni, gli effetti nocivi sulle possibilità produttive di un lavoratore e gli effetti fisiologici di rumori di elevate inten-

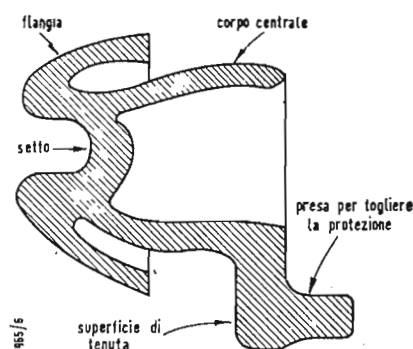



Fig. 4. - Sezione trasversale schematica della protezione contro i rumori di un orecchio: modello V-51 R (Norme Americane).

(*) WHITE, P.E., Noise-Enemy of Normal Hearing, *Audio*, novembre 1956. XL. 11. pagina 18.

sità come quello prodotto da un aereo a reazione.

In generale lo studio di questi effetti è oltremodo complesso in quanto essi dipendono dal tipo di lavoro che l'uomo deve eseguire, dalla maggiore o minore possibilità di prevedere il rumore e da altri fattori variabili da persona a persona.

Dryter riferisce (1) che in una zona di lavoro dove sia necessario uno scambio di conversazione, il limite superiore per una continua esposizione dell'udito è di 85 dB per i toni puri sopra 0,0002 μ bar (soglia di audibilità). Almeno per quanto riguarda le frequenze centrali da 1000 a 3000 Hz. Per le frequenze inferiori o superiori è possibile sopportare livelli superiori. Nel caso invece che lo scambio di conversazione sia assolutamente nullo, si possono rapportare livelli di rumore ben più intensi.

Pare che, come molti autori affermano, l'esposizione intermittente a livelli di rumore di circa 115 dB, come può ad esempio essere il rumore dei motori di un areoplano non porta alcuna conseguenza nè psicologica, nè fisica.

Interessante per chi si occupa di questi problemi è la relazione « Relazioni esistenti tra la perdita di udito e l'esposizione ai rumori » (2). Nelle figure 1. 2. 3, sono riportate le perdite di udito che si manifestano con l'esposizione a vari livelli di rumori e con il passare degli anni. Nelle figure sono pure riportate le bande di frequenza a cui i vari rumori si riferiscono.

In figura 4 si riporta la sezione di un tipo di protezione che può essere applicato all'orecchio e che può permettere di sopportare senza danno alcuno rumori di elevati livelli.

Assai pericoloso è poi anche il rumore impulsivo, come il colpo di cannone o quello dovuto ad un violento urto (impact), come ad esempio quello originato da una pressa. Il livello massimo ammissibile per questi tipi di rumore pare che sia 130 dB sopra la solita soglia di riferimento.

3. - PROTEZIONE PER L'ORECCHIO.

Purtroppo si è riscontrato che la già citata protezione per l'orecchio, illustrata in figura 4, è inutile per i rumori molto alti i quali pervengono agli organi auditori per via ossea. È ovvio poi che queste protezioni siano assai fastidiose. Un sistema che pare sia del tutto privo di disturbi è quello di riempire l'orecchio con un materiale maelleabile impregnato di cera fornito dalla ditta Wade Products, che riempie alla perfezione tutti i cuniculi dell'orecchio.

Un inconveniente piuttosto grave di questo sistema è che tutte le volte, bisogna ricorrere a nuovo materiale malleabile in quanto questo non può essere usato più di una volta. Inoltre non permette una grande mobilità delle mascelle e della bocca e si rompe facilmente: di conseguenza la protezione viene resa inutile nel caso di movimenti bruschi dei muscoli facciali.

Fig. 5. - Famiglia di curve della sensazione sonora in funzione della frequenza per vari valori della pressione sonora.

4. - LIMITI AL LIVELLO DEL RUMORE NEI CENTRI PER PROVE AUDIOMETRICHE.

Al fine di potere effettuare dei rilevamenti assai precisi delle diverse sensibilità dell'udito è necessario che il rumore di fondo nei centri per prove audiometriche sia assai basso, dell'ordine dei 25 ÷ 35 dB. Questo in quanto anche i migliori auricolari hanno delle attenuazioni non superiori ai 15 o 18 dB e in quanto le soglie di sensibilità dell'orecchio sono dell'ordine dei 5 ÷ 15 dB. Si ricorda inoltre che esiste assai spiccato nella ricezione dei suoni l'effetto di mascheramento a causa del quale varia la sensazione del livello di un suono per la presenza di un altro suono.

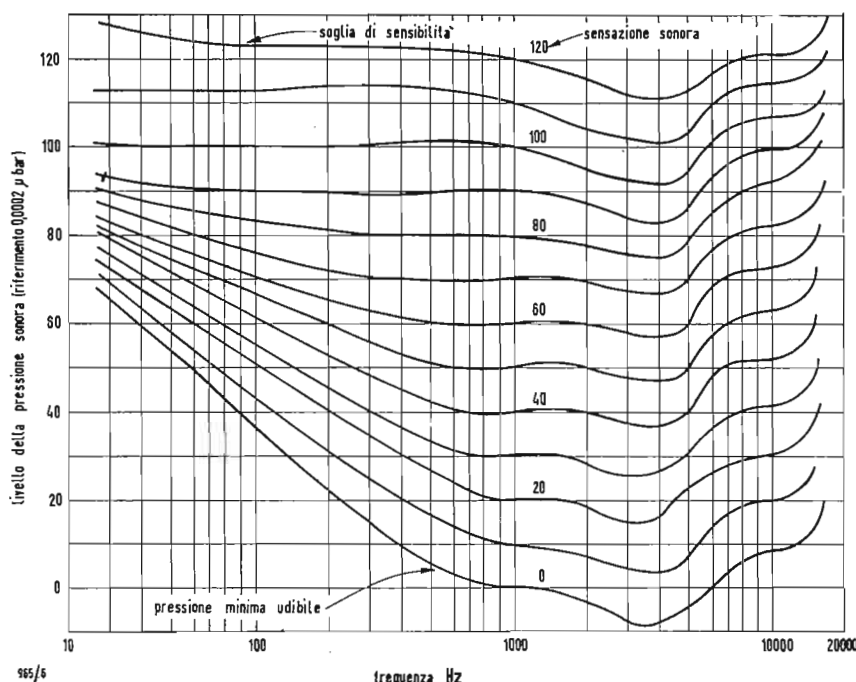



Fig. 6. - Famiglia di curve della pressione sonora in funzione della frequenza per vari valori della sensazione sonora.

(1) DRYTER, K.K., Noise Safety Criteria, *AMA Archives of Industrial Hygiene and Occupational Medicine*, febbraio 1951, pag. 117 ÷ 120.

(2) The Relation of Hearing Loss to Noise Exposure, *Am. Standards Ass., Inc.*

5. - LO SPETTRO DEL RUMORE.

Molte sono le ragioni per le quali è necessario per una conoscenza completa della pericolosità del rumore, l'analisi spettrale del rumore. Infatti si ricorda che l'occhio umano non è affatto sensibile ugualmente alle varie frequenze acustiche. In figura 5 sono riportate le curve rilevate da Fletcher e Munson che rappresentano i livelli di sensazione alle varie frequenze di toni aventi determinati livelli. Inoltre in figura 6 sono riportate le famose curve dei medesimi ricercatori che forniscono la pressione sonora in funzione della frequenza per determinati valori della sensazione auditiva.

Il fastidio ed anche i danni prodotti dai rumori sono assai più sentiti alle alte frequenze acustiche che non alle basse frequenze acustiche.

Inoltre si è riscontrato che i rumori che avvengono periodicamente sono assai meno nocivi di quelli che avvengono sporadicamente, vale a dire di quelli che non sono preveduti dall'ascoltatore.

L'importanza dell'analisi spettrale dei rumori si manifesta anche nello studio del l'intelligibilità della parola. A questo scopo lo spettro acustico è stato suddiviso in tre bande ed esattamente da 600 Hz, a 1200 Hz, da 1200 Hz a 2400 e da 2400 Hz a 4800 Hz. I livelli misurati in queste bande ci forniscono una quantità denominata «Livelli dell'interferenza sulla comprensibilità del discorso».

Molti rumori che si possono presentare sia nelle industrie che in campo militare, sono costituiti da frequenze concentrate in una determinata ristretta banda di frequenze. Per questa ragione la pericolosità di un rumore può essere meglio determinata mediante un analizzatore di suoni vale a dire di un apparecchio che fornisce i livelli nelle varie ottave dello spettro acustico. Qualche volta è necessario ricorrere per lo studio più approfondito del rumore anche ad un misuratore di vibrazioni specialmente nel caso di macchine rotanti rumorose.

6. - PROGETTO DEI CENTRI DI MISURE AUDIOMETRICHE.

In questi progetti si seguono in linea di massima i medesimi criteri seguiti nel progetto degli studi per trasmissioni radio o registrazione col fine di attenuare sensibilmente i rumori esterni è necessario, in generale, ricorrere alla costruzione di camere acusticamente isolate una dentro l'altra.

TABELLA N. 1

Banda di frequenza (Hz)	Attenuazioni (dB)
20 - 75	20
75 - 150	27
150 - 300	39
300 - 600	6
600 - 1200	53
1200 - 2400	56
2400 - 4800	56
4800 - 9602	54

È necessario rivestire poi le pareti interne dell'ultima camera di materiale avente particolari caratteristiche acustiche.

Questi tipi di costruzione sono riportati in molti libri e negli opuscoli distribuiti dai fabbricanti (3).

Un sistema molto usato per avere un centro audiometrico spostabile è quello di ricorrere ad una piccola cabina acusticamente isolata nella quale si fa entrare il paziente mentre l'operatore dall'esterno, invia i segnali prova. Nella tabella I sono riportati i tipici valori di attenuazione di una camera acustica di questo tipo.

(*dott. ing. Pierantonio Cremaschi*.)

(3) KUNDSEN, HARRIS, *Acoustical Designing in Architecture*, John Wiley and Sons, 1950.

I Semiconduttori nell'Automobile di Domani *

OR NON È MOLTO il Signor Guiot ha tenuto alla società degli ingegneri a Parigi una interessantissima conferenza circa i futuri sviluppi che i semiconduttori avrebbero potuto apportare nella costruzione delle automobili. Il Signor Guiot oltre ad essere un tecnico dell'industria automobilistica è pure un tecnico della industria elettronica e quindi persona perfettamente inquadrata nei problemi relativi ad entrambe queste industrie. Riteniamo che quanto segue potrà interessare i nostri lettori in quanto quello che il signor Guiot disse, se non è oggidì realizzabile, i risultati però già ottenuti sono tali da non ritenere quanto verrà detto, un articolo di fantascienza, perchè assai presto le caratteristiche dei semiconduttori, qui specificatamente trattati, potranno raggiungere le caratteristiche richieste dalle applicazioni dell'industria automobilistica.

1. - NUOVI METALLI.

Fra i nuovi metalli il cui sviluppo dell'elettronica ha necessità di elaborare, sta il germanio ed il silicio. Contaminati da quantità infinitesimali, esattamente dosate, di taluni elementi, si sa che essi diventano dei semiconduttori e sono così alla base della fabbricazione dei diodi, elementi che offrono alla corrente continua una resistenza pressochè nulla in un senso ed infinita nell'altro, sia ai transistori o triodi a cristallo, vale a dire insomma dei relè statici nei quali il passaggio o l'interruzione, brusca o progressiva, di una corrente molto piccola, permette lo stabilizzarsi o l'interrompersi di una corrente proporzionale molto più elevata nel circuito di utilizzazione.

La metallurgia del germanio è ormai ben definita, e si sa, che dal procedimento detto «fusione di zone» si ottiene un necessario grado di purezza. La fabbricazione dei diodi viene ora sfruttata in grande serie per i modelli di piccola potenza; ben presto ciò accadrà anche per i modelli di forte potenza. Una situazione analoga a quella dei diodi è quella che concerne i transistori, i quali oggidì sono prodotti in grande serie per piccole potenze, cioè potenze inferiori al watt e per frequenze che possono raggiungere qualche centinaio di kHz, almeno per i tipi più comuni. Gli sforzi odierni nel campo della ricerca sono rivolti verso la fabbricazione di triodi a cristallo di germanio di maggior potenza, capaci di dissipare diversi watt e comandare diverse decine di watt. La metallurgia del silicio pone dei problemi molto più complessi in vista del punto di fusione molto elevato di questo metallo e della sua forte affinità chimica alle temperature elevate.

Anche in questo campo la ricerca è rivolta verso questi tipi di semiconduttori al silicio che hanno per caratteristica propria delle correnti di fuga molto più deboli e che ammettono delle temperature di funzionamento molto più elevate di quelle che possono invece praticarsi con i semiconduttori al germanio. Mentre con i normali transistori prodotti oggigiorno occorre limitare la temperatura del cristallo ad 80° centigradi, i transistori al silicio potranno certamente funzionare fino a temperature di 130° centigradi ed anche più. L'autore fa rilevare che con tutta onestà non bisogna attendersi però ad una larghissima produzione nazionale di questi semiconduttori nei prossimi anni, però queste ricerche potranno ben presto portare ai requisiti richiesti. Con queste premesse il signor Guiot ha iniziato la discussione delle varie parti costituenti i servizi elettrici a bordo di un automobile, che in un prossimo domani potranno avvalersi della moderna tecnica dei semiconduttori.

(*) BONHOMME, M., Les Semi-Conducteurs dans l'Automobile de Demain, *Electronique Industrielle*, Marzo-Aprile 1957, 13, pag. 2.

Abbiamo ritenuto interessante questa trattazione in quanto da queste anticipazioni è evidente il vasto campo che si aprirà quando la ricerca nel campo dei semiconduttori avrà raggiunto quei requisiti prima accennati.

2. - ELIMINAZIONE DEL RUTTORE.

Il ruttore è un interruttore automatico destinato a lasciar passare la corrente dal generatore verso la batteria ed interromperla nel senso inverso, in maniera tale da evitare la scarica degli accumulatori allo stato di riposo. Un diodo dunque farebbe altrettanto bene questo servizio purchè lasciasse passare una intensità di corrente sufficiente alla caduta di tensione ai suoi morsetti (un ruttore non è indispensabile in un dispositivo per la carica di accumulatori munito di raddrizzatori a secco) ed ecco la prima applicazione possibile con dei diodi di potenza al germanio. Questa prima innovazione presenta il vantaggio sul metodo classico di un prezzo inferiore, una maggior leggerezza ed una maggiore robustezza e sopratutto non necessita di manutenzione alcuna. Si avrà anche l'eliminazione di tutte quelle scariche che producono dei rumori parassiti alle radio comunicazioni. In quanto alla corrente inversa ci si può tranquilizzare pensando che la corrente in-

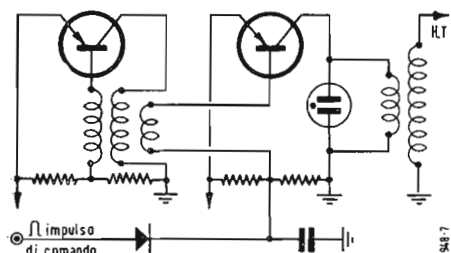



Fig. 1 - Uno degli ultimi dispositivi di accensione elettronica sperimentati: un transistore pilota oscilla in permanenza; ma il secondo transistore da energia al trasformatore solamente quand'è sboccato da un impulso proveniente per esempio dal ruttore. Il tubo al neon limita i picchi di tensione inversa, pericolosi per il transistore.

versa sarà dell'ordine di 150 μA, corrente del tutto trascurabile per delle batterie di accumulatori e dell'ordine di quella che si può avere con un medio isolamento pure allo stato attuale. In una autovettura moderna il ruttore ha sovente associato un regolatore, questo piccolo organo ha il compito di interrompere o ridurre periodicamente la corrente di eccitazione della dinamo per assicurare un regime di carica relativamente costante. Questa volta si potrà utilizzare un transistore per trasformare in regolazione continua questa regolazione a salti offerta dal regolatore convenzionale. La regolazione sarà più dolce e sopratutto un tale dispositivo potrà durare senz'altro quanto dura l'intera autovettura e verrà a mancare la manutenzione oggi necessaria. Inoltre, con un sì fatto dispositivo, sarà agevole porre sul cruscotto un reostato, oppure un comando a commutatore che permetta all'autista di modificare la carica della batteria in funzione del servizio. Ma, se non si vorrà aumentare il numero dei comandi, a cui l'autista deve badare, questa regolazione potrà essere fatta completamente per via elettronica osservando la tensione della batteria e predisponendo un automatismo adeguato.

Fig. 2. - Uno dei pochi schemi pubblicati sul procedimento BENDIX per il comando elettronico dell'iniezione diretta del carburante. Differenti organi sensibili trasmettono le informazioni relative alle condizioni di marcia: temperatura dei cilindri, regime richiesto, pressione dell'ammissione, pressione atmosferica ecc., ad un « modulatore » che regola la fase e la durata degli impulsi applicati all'ugello elettromeccanico posto per l'iniezione sotto pressione della benzina.

3. - ELIMINAZIONE DELLA DINAMO.

Questo è un dispositivo che, oltre a generare dei disturbi radioelettrici, ha bisogno di una frequente manutenzione, sia per il rinnovo delle spazzole di carbone e sia per la pulizia degli isolanti posti sul collettore. La dinamo potrà essere sostituita in questo caso con un alternatore monofase o trifase e l'alimentazione potrà essere ricavata poi tramite un rettificatore di potenza. Un alternatore è un organo robusto che, per quanto concerne la manutenzione, può essere dimenticato totalmente e anche il costo di fabbricazione è nettamente inferiore a quello di una dinamo. Anche questa soluzione, in vista di una produzione in grande serie di diodi di potenza, porterebbe ad una semplificazione del problema e ad una diminuzione del peso, e ad un notevole beneficio economico. Una volta montato a bordo di un automobile un alternatore tutti i servizi, quali quello della illuminazione e di tutti gli altri piccoli motori adibiti ai vari usi di bordo, potrebbero essere alimentati con corrente alternata.

Se l'alternatore fosse di tipo trifase, tutti i piccoli motori potrebbero essere di tipo asincrono, ben noti con il nome di motori a gabbia di scoiattolo, la cui estrema robustezza e l'assoluta mancanza di disturbi radioelettrici renderebbe auspicabile l'impiego. A questa soluzione si potrebbe obiettare che ponendo un alternatore per l'alimentazione dei fari si ricadrebbe nell'inconveniente dell'alternatore applicato sulle biciclette, dove la luminosità è funzione della velocità del mezzo. Questo inconveniente potrebbe essere aggirato ponendo una regolazione che limitasse gli estremi della gamma di tensione dell'alternatore e ben inteso

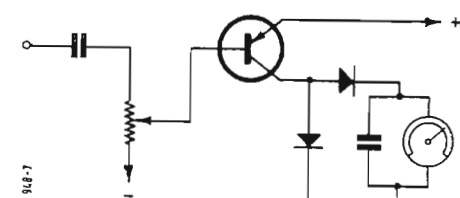



Fig. 3. - Il tachimetro comprende un transistore limitatore d'ampiezza, seguito da un contatore di impulsi ridotto alla sua espressione più semplice. L'alimentazione è fornita da un piccolo alternatore oppure dal circuito di accensione.

questa regolazione automatica potrebbe essere fornita da un altro transistore posto nel circuito di eccitazione dell'alternatore stesso. Si fa notare che un alternatore a magnete permanente, oltre ad essere molto ingombrante per

le potenze richieste a bordo di un auto, sarebbe anche assai costoso. Occorrerà quindi avere una batteria per l'avviamento e per l'illuminazione a mezzo fermo. Se nel periodo di stazionamento del mezzo mobile occorreranno tensioni alternate, queste si potranno ottenere tramite degli alternatori statici od « ondulatori » i quali potranno essere sempre del tipo a transistore. Per questo tipo di circuito esistono già dei transistori che funzionano in maniera molto soddisfacente e che permettono con due transistori da 4 W di fornire una potenza alternata 30-40 W. Questo potrà essere di grande ausilio agli amatori di « camping » i quali potranno avvalersi di questo dispositivo per gli apparecchi radio, per i magnetofoni, per i televisori, per i rasoi elettrici, ecc.

4. - LE PILE TERMOELETTRICHE

La conoscenza del fenomeno termoelettrico risale al 1829 ad opera di Seebeck il quale sperimentò che riscaldando il punto di giunzione di due metalli differenti si ha all'estremità dei due metalli una tensione elettrica. Questa tensione è funzione, oltre che della natura dei materiali impiegati, anche della temperatura di riscaldamento. Finora questo principio viene fruttato unicamente nella pirometria. Il progresso fatto in questo campo, in questi ultimi anni, con delle speciali leghe inossidabili (copie crommel-alumel), hanno permesso di ottenere delle pile termoelettriche che riscaldate da una lampada a petrolio o da una fiamma a gas sono capaci di alimentare dei radioricevitori.

Questa applicazione ha avuto uno sfruttamento nelle località prive di rete di distribuzione e in zone a clima equatoriale, caldo umido, dove la vita delle pile o degli accumulatori sarebbe troppo breve.

Alcune giunzioni di semiconduttori presentano pure un notevole effetto termoelettrico e qualcuno fra essi (Bi_2Te_3) fanno intravvedere risultati lusinghieri. Queste coppie forniscono diversi millivolt per grado centigrado e le caratteristiche termiche sono accettabili.

Questo fa dunque pensare di essere alla vigilia di uno sfruttamento su base industriale. In un automobile, dove si dispone di sorgenti gratuite di calore e mezzi efficaci di raffreddamento, questo principio potrà, una volta industrializzato, trovare una conveniente applicazione. La tecnica odierna non è ancora giunta allo stato di poter costruire dei prototipi, ma nulla impedisce di costruire per ora con l'immaginazione dei generatori termoelettrici adattati al motore a scoppio: questo fra l'altro porterebbe ad un miglior raffreddamento del blocco motore e potrebbe quindi variare i metodi tuttora seguiti per il raffreddamento.

5. - I FOTODIODI.

Allorchè viene illuminata la zona di giunzione di due semiconduttori, di conducibilità rispettivamente positiva e negativa, si modifica enormemente la resistenza elettrica di questa giunzione. Si dispone così di una cellula fotoelettrica molto semplice e sensibile, robusta e di dimensioni ridottissime. Sullo stesso principio si possono costruire dei foto-transistori il cui elettrodo di comando è azionato dalla luce e non più dalla debole corrente di eccitazione proveniente da un circuito esterno. Tutte le applicazioni delle cellule fotoelettriche comuni sono possibili quindi anche con questo nuovo dispositivo ed in particolare il comando automatico delle luci di un auto.

Su questo principio sono stati orma depositati molti brevetti che permettono mediante l'osservazione sulla parte posteriore della vettura di avvisare l'autista quando un auto che segue chiede di poter sorpassare il mezzo. (Anche in Italia questi brevetti sono in corso di esame da parte dell'Ispettorato alla motorizzazione). In questo campo rimane aperta la via ad altri interessanti applicazioni. Ad esempio si potrebbe con un siffatto dispositivo azionare automaticamente lo schermo antiabbagliante allorchè il sole, od una qualsiasi altra sorgente luminosa, venisse a disturbare l'autista. Il comando automatico dei foto-diodi potrebbe essere applicato alle auto al fine di far sì che, nel parcheggio, notturno le loro luci fossero comandate automaticamente: lo stesso dicasi per l'accensione automatica delle luci interne all'apertura delle portiere che se sono utili di notte sono inutili di giorno.

6. - ACCENSIONE ELETTRONICA

Sebbene questo possa sembrare assai curioso le difficoltà incontrate in questo campo nel corso delle prime sperimentazioni non provengono dalla messa in opera dei semiconduttori, ma piuttosto da inconvenienti riscontrati sui materiali isolanti. Le classiche candele in particolare, siano esse di ottima qualità o del tipo per aviazione con blindatura in mica, hanno una deplorevole tendenza a lasciarsi perforare da tensioni anche modeste ad alta frequenza. Alla base di questo inconveniente stanno senz'altro dei fenomeni di ionizzazione. Per questo sono allo studio nuovi isolanti, quale la steatite per alta frequenza. Il circuito di accensione elettronica sarebbe grandemente semplificato rispetto ai circuiti convenzionali. Per esso sarebbe sufficiente un transistore unico di potenza.

L'ideale sarebbe che questo transistore fornisse una potenza sufficiente ad una frequenza assai elevata; si è constatato in effetti che se la frequenza è troppo bassa (attualmente è compresa fra 10 e 15 kHz) l'istante di accensione non è definito con una sufficiente precisione, cosa che verrebbe a far perdere molti dei vantaggi che questo metodo può fornire. Rimane dunque lavorare alla ricerca di oscillatori bloccati ad innesco rapido e preciso ed oscillatori piloti che funzionino in regime permanente. Il problema costo in questa applicazione è senz'altro il primo da tenersi presente giacchè i costruttori non abbandoneranno i loro circuiti convenzionali per dei nuovi circuiti se questi non saranno decisamente sicuri almeno quanto i dispositivi classici e soprattutto se

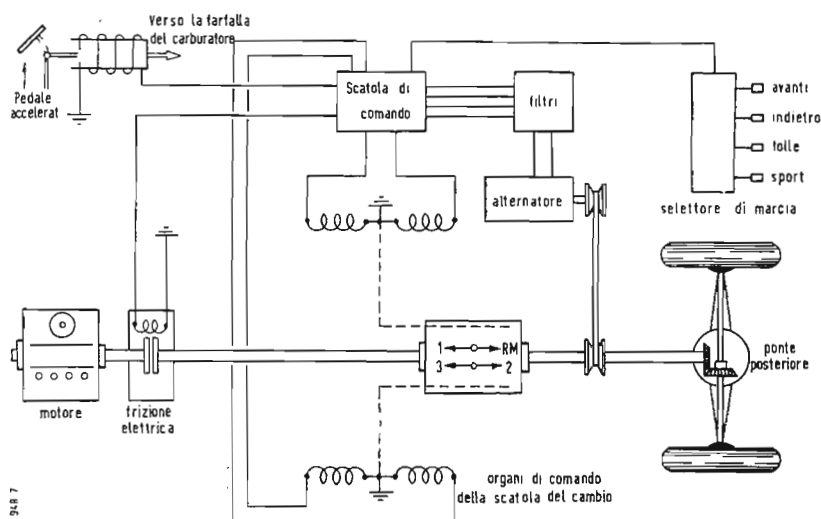



Fig. 4. - La scatola del cambio di velocità a comando elettronico automatico è applicabile a qualsiasi tipo di auto, anche di piccola potenza, senza eccessive modifiche. Seguendo la velocità dell'albero di trasmissione, dei filtri elettrici comandano diversi relais e solenoidi oppure altri organi per l'innesto degli ingranaggi relativi al cambio di velocità. Un'elettromagnete a nucleo mobile neutralizza il comando dell'acceleratore quando la frizione viene staccata.

questi saranno più economici. Forse la soluzione definitiva sarà data dalla sostituzione del blocco distributore-ruttore ad opera di un blocco elettronico costituito da un oscillatore a transistore unico, ma che comporta tanti avvolgimenti quanti sono i cilindri del motore a cui esso fornisce la tensione; questi avvolgimenti saranno chiusi uno dopo l'altro da un otturatore magnetico mosso dall'albero a camme.

Si pensa in questo caso di prevedere tanti trasformatori elevatori di tensione quanti sono le candele. I trasformatori e le candele formeranno un blocco unico dato che la forma classica delle candele dovrà essere variata.

Per la soluzione di questo problema sembra che la nuova candela, che dovrà essere costruita, possa avere degli elettrodi circolari concentrici e non già elettrodi a punta posti in prossimità come nella candela di tipo classico. È prevedibile anche che l'impiego di una simile accensione possa permettere l'adozione di carburanti ad un più basso indice di ottani. Questo punto è però ancora controverso fra i vari tecnici impegnati in questo studio.

7. - INIEZIONE DIRETTA.

Si tratterà qui di trovare un dispositivo che possa eliminare un accessorio molto costoso nell'automobile, ossia il carburatore. Da molti anni ormai i tenici delle costruzioni automobilistiche rivolgono i loro studi verso la eliminazione di un organo così complesso e così costoso. L'iniezione diretta del carburante dei motori Diesel (dove si ricorda che l'accensione si produce spontaneamente sotto l'effetto della sopraelevazione della temperatura prodottasi per la comprensione) viene fatta regolarmente, ma molte difficoltà hanno ritardato sin ora l'iniezione diretta nei motori a benzina. Ci si è accorti che la quantità di benzina da iniettare ed il momento in cui si deve fare l'iniezione, come pure quello in cui si deve provocare l'accensione, dovevano essere modificati continuamente in funzione delle condizioni di lavoro del motore. Nel campo dell'elettronica è ormai classico tradurre in grandezze elettriche tutte le variazioni di temperatura, di pressione, di velocità, di orientamento di un organo meccanico, ecc. A quanto costa le prove sperimentali che vengono condotte in questi tempi per risolvere il problema dell'inieizione diretta nei motori a benzina si fondano tutte su circuiti elettronici.

Sebbene solo in maniera generica, e mancante quindi di dettagli tecnici, si ha notizia che la Bendix, negli Stati Uniti, ha perfezionato un iniettore diretto il cui nome commerciale è «electrojector» di tipo elettronico. Fra le poche notizie tecniche relative a questo iniettore diretto è noto uno schema di principio qui riprodotto nella fig. 2.

Il testo originale che accompagnava questo schema non è molto più dettagliato e dice soltanto che l'anima di questo sistema è un dispositivo detto «modulatore» il quale riceve delle informazioni relative alla temperatura del cilindro, alla pressione di ammissione, alle condizioni di accelerazione ed anche alla pressione atmosferica. Questo modulatore provoca l'emissione di una serie di impulsi sincronizzati da un rotore classico associato al distributore e modulato in larghezza da un dispositivo simile ad un calcolatore che tiene conto di tutti i parametri misurati dai diversi elementi presi in esame. Questi impulsi comandano un ugello elettromeccanico alimentato con della benzina ad una pressione di 20 libbre per pollice quadrato, vale a dire 1,4 kg per centimetro quadro. La quantità di carburante iniettata è dunque proporzionale alla larghezza dell'impulso fornito dal modulatore. Infine l'articolo precisa che la coppia di un motore così equipaggiato, misurata al freno, si è rivelata superiore di 20 piedi per libbra vale a dire 3,3 chilogrammetri fra 800 e 3600 giri al minuto in rapporto allo stesso motore equipaggiato con un carburatore di tipo classico.

8. - TACHIMETRO ELETTRONICO.

I tachimetri classici si dividono in due categorie:

i modelli a scappamento, tipo orologeria, i quali sono molto costosi;

e gli altri che sono di una imprecisione ben nota. Se il motore trascina un alternatore, misurando la frequenza della tensione che fornisce, per esempio con un circuito simile a quello riprodotto in fig. 3; si dispone di un tachimetro assai fedele da potersi applicare ad un motore. Nel caso non si disponga di un alternatore la tensione ai morsetti del ruttore, ricca di impulsi a frequenza proporzionale alla velocità di rotazione potrà essere la sorgente dalla quale si potrà individuare la velocità e quindi la taratura del tachimetro. Se infine si vorrà conoscere la velocità, non già della vettura ma del motore, si potrà porre un minuscolo alternatore sull'albero di trasmissione.

9. - COMANDO ELETTRONICO DI VELOCITÀ.

La tendenza attuale delle costruzioni automobilistiche porta ad eliminare il massimo possibile dei comandi, così, come è stato eliminato in alcuni modelli il comando della frizione, si stà ora pensando di combinare in un unico comando il freno ed il pedale dell'acceleratore.

In qualche modello fra i più lussuosi è stato eliminato anche il cambio di velocità. Ma l'eliminazione di questo ultimo comando è fin ora appannaggio di non molti modelli e sopratutto di modelli assai costosi. Questo problema verte quindi sulla possibilità di far compiere ad un dispositivo automatico i movimenti tradizionali dell'autista:

comando dell'acceleratore, frizione, innesto della velocità desiderata, frizione e ripresa dell'acceleratore. Gli organi meccanici o elettromeccanici capaci di fare tutto ciò già esistono. Le frizioni elettriche per esempio, sono ormai diffuse e applicate anche a vetture di piccola cilindrata. Quello che rimane da mettere a punto è un sistema robusto e semplice capace di

Fig. 5 - Il servomeccanismo provoca normalmente il cambio automatico di velocità per le frequenze f_1 ed f_2. Se il selettore di marcia è posto nella posizione «sport» il cambio automatico funzionerà alle frequenze f'_1 ($>f_1$) e ad f'_2 ($>f_2$).

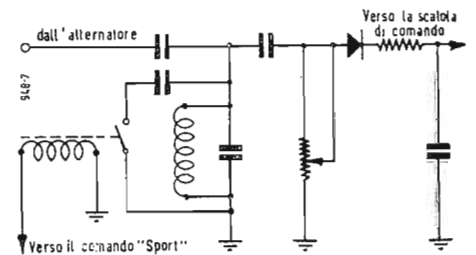



Fig. 6 - Per comandare una scatola di cambio ad n velocità occorreranno $n-1$ circuiti di filtro del tipo qui riprodotto.

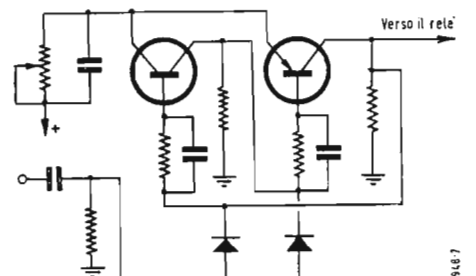



Fig. 7 - Gli impulsi emessi da ogni filtro comandano un circuito bistabile costituito da due transistori di potenza.

provocare tutte le manovre nell'istante voluto.

Il sig. Guiot nella sua conferenza ha tracciato a grandi linee la risoluzione di un tale problema. Per seguire un tale sistema ci si riferirà alla fig. 4. In questa figura si vede la classica catena che costituisce un auto vettura: motore. frizione. scatola del cambio, differenziale. Si noterà immediatamente prima di quest'ultimo. quindi sull'albero di trasmissione. una puleggia che trascina un piccolo alternatore.

Non si tratta di un generatore destinato a fornire l'energia elettrica alla batteria: un tale dispositivo sarebbe posto con maggior convenienza sul motore. la cui gamma di velocità è molto meno variabile di quella dell'albero di trasmissione. Questo alternatore è dunque un semplice modello di tachimetro appena sufficiente a fornire un segnale di debole potenza, ma di frequenza proporzionale alla velocità del veicolo. Ed eccoci nel vivo del principio prospettato e cioè sull'adozione di filtri elettrici i quali entrano in risonanza per talune frequenze. Tramite questi filtri si verrà a comandare automaticamente il cambio di velocità. Per una scatola di cambio a tre velocità in avanti. come quella che è stata schematizzata nella fig. 4. occorreranno due filtri. Il primo dovrà essere accordato su una frequenza F_1 (fig. 5). corrispondente alla velocità per la quale è consigliabile di passare dalla « prima » alla « seconda ». Il secondo filtro entrerà in risonanza per la frequenza di transizione fra la « seconda » e la « terza ». Ognuno di questi filtri al momento in cui la sovratensione si stabilirà ai suoi morsetti. invierà un impulso elettrico di comando verso un ondulatore a due transistori (fig. 7) il quale a sua volta comanderà un certo numero di relè. Uno di questi agirà sulla frizione elettrica per interrompere momentaneamente il collegamento meccanico fra il motore e la scatola del cambio.

Un altro relè interverrà allora per impegnare il « satellite » voluto nella scatola del cambio. Un terzo relè comanderà la contrazione di un dispositivo a bobina con nucleo magnetico mobile. intercalato fra il pedale dell'acceleratore ed il comando della farfalla posta sul carburatore. per il dosaggio della miscela. Se in quel momento l'autista premerà sul pedale dell'acceleratore il motore non si imballerà nel corso di questa manovra. Ben inteso la durata del funzionamento di ognuno di questi relè è regolato in maniera tale da evitare qualsiasi « grattata ». Così concepita l'autovettura non comporta più che i seguenti comandi: freno. acceleratore. e selettore manuale delle marce: avanti o indietro. Quando il motore gira al minimo e questo selettore è impegnato per esempio nella posizione di « avanti ». il dispositivo automatico stacca la frizione. inserisce la prima marcia, neutralizzando il pedale dell'acceleratore. passa poi in funzione e libera il comando dell'acceleratore. L'autista preme quindi sul comando dell'acceleratore: la frizione. che deve essere del tipo automatico. (ad esempio tipo Ferlec) riceve in questo momento una tensione progressivamente variabile. e l'autovettura inizia dolcemente il suo movimento. Allorchè la velocità F_1 sarà raggiunta il primo ondulatore entrerà in azione provocando di nuovo il distacco della frizione e da questa alla seconda velocità. Tutto questo accadrà. ben inteso. senza che l'autista abbia dovuto compiere nessun movimento. Questa funzione sarà anche indipendente dalla pressione esercitata dall'autista sul pedale dell'acceleratore.

Lo stesso fenomeno accadrà per il passaggio alla terza velocità quando il tachimetro rivelerà la frequenza F_2. Il fenomeno in senso inverso accadrà quando da una certa velocità si passerà ad una velocità inferiore. Il resto sarà ottenuto azionando il freno. con questa operazione si aprirà il circuito della frizione. Un attento esame della fig. 4 avrà rivelato la posizione « sport » del selettore di marcia. e sulla fig. 6 un relè il cui compito non è stato ancora commentato. Si tratta di un servizio supplementare offerto dalla scatola elettronica del cambio di velocità. Allorchè il selettore di marcia è posto su questa posizione (sport) un relè viene eccitato in ognuno dei circuiti del filtro ed apre il circuito di un condensatore posto ai morsetti del circuito oscillante. Questi circuiti oscillanti risuonano dunque a delle frequenze superiori cosa che determina il passaggio di velocità. sempre automaticamente. a delle velocità maggiori, ne consegue una maggiore « ripresa » che giustifica la denominazione di « sport » di questa quarta posizione del selettore di marce. Come si potrà notare questo dispositivo per il cambiamento elettronico di velocità è molto flessibile e porta ad un minimo di trasformazioni del veicolo convenzionale. Altro particolare interessante è che questo automatismo non preleva alcuna energia alla catena motrice. e questo lo rende particolarmente adatto per essere applicato in tutti i veicoli. anche in quelli di minore potenza. Questo principio, coperto già da brevetto, è tuttora allo studio presso dei grandi costruttori francesi. L'autore termina augurando buona riuscita nella sperimentazione e fa presente che dalla sperimentazione pratica occorrerà senz'altro un certo tempo. però lascia prevedere che in un prossimo futuro questo abbia una larghissima divulgazione.

(Raoul Biancheri)

Oscillatori a Quarzo

(segue da pag. 423)

da 5.5 MHz a 23 MHz con la fondamentale ma è utilizzabile anche la decima armonica.

Per ottenere delle frequenze superiori ai 15 MHz oggi si impiegano di solito dei quarzi che oscillano sulle loro armoniche. Essi però sono poco usati per lo scopo da noi considerato. perchè si preferisce fare oscillare il quarzo su una frequenza fondamentale e poi ottenere la frequenza più elevata per moltiplicazione.

Noi ci limitiamo perciò a riportare due soli circuiti con i quarzi oscillanti sulla terza armonica. Il circuito Pierce

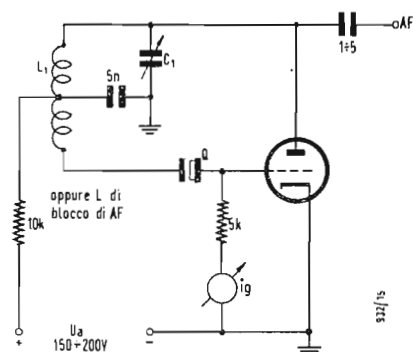



Fig. 11 - Oscillatore per quarzo oscillante sulla terza armonica per 15 ÷ 50 MHz.

della fig. 10 si usa nel campo da 15 a 50 MHz. Il circuito anodico viene accordato o sulla terza armonica o su una frequenza leggermente superiore. Un'altro circuito possibile è quello della fig. 11, si tratta di un doppio triodo in cui il secondo sistema può servire come disaccoppiatore o come moltiplicatore. Il circuito L_1 C_1 va accordato sull'armonica.

Molto spesso occorre invece di una sola frequenza tutta una serie di punti di taratura ugualmente distanziati in un largo campo. In questi casi si aggiunge all'oscillatore a quarzo un multivibratore.

(dott. ing. Giuseppe Baldan)

Un Ponte di Precisione per Resistenze

(segue da pag. 413)

fetta simmetria di valori: quello che cambia è solo il fattore di moltiplicazione. I valori così ottenuti sono riportati nella didascalia di fig. 3 ($R_1 \div R_7$).

Così concepito per il solo fatto di impiegare un numero di resistenze di gran lunga inferiore al necessario, il ponte con le commutazioni, viene a costare subito molto meno.

Si tenga presente che si impiegano infatti solo 16 resistenze di braccio (4×4) + 7 resistenze di partitore. Totale 23 resistenze contro le 48 necessarie con la disposizione di fig. 1 ($4 \times 10 + 8$). Il funzionamento d'altra parte è molto più sicuro ed agevole. Il passaggio da una portata decadica ad un'altra (ad esempio dal campo 100 ÷ ÷ 1000 ohm al campo 1000 ÷ 10.000 ohm) avviene infatti con semplice commutazione dello spinotto da un morsetto all'altro del partitore (da 0,1 a 1) mentre con la disposizione di fig. 1 è necessario calcolare prima il rapporto delle resistenze dei bracci fissi. È abbastanza facile in queste condizioni sbagliare portata e per conseguenza sovraccaricare il galvanometro.

Un altro elemento di sicurezza viene assicurato per il fatto che la commutazione di portata non introduce nessun elemento di imprecisione.

Il contatto infatti ha il compito di alimentare il ponte tramite i contatti a morsetto del partitore, ma la corrente si suddivide tra i due rami in modo rigorosamente proporzionale alle resistenze in gioco senza tener conto della eventuale resistenza di inserzione generata dallo spinotto.

2. - LA REALIZZAZIONE PRATICA

I contatti del partitore e dei circuiti del ponte, realizzati con morsetti, sono stati montati su di una basetta di bakelite lucida di 8 mm di spessore con incisi in bianco su nero tutti i dati relativi al funzionamento del ponte.

Tutte le resistenze sono state realizzate su appositi corpi in bakelite con filo di manganina di adatta sezione.

Dato il funzionamento in c.c. non si è eseguito avvolgimento bifilare.

La taratura delle singole resistenze è stata eseguita direttamente sul ponte con un ottimo ponte Cambridge di altissima precisione gentilmente messo a disposizione dalla ditta ICE.

Le operazioni relative alla taratura sono state naturalmente molto lunghe e laboriose in quanto hanno compreso varie operazioni preliminari di taratura e di controllo dei mezzi a disposizione e delle condizioni di lavoro (determinazione della resistenza dei collegamenti del ponte da tarare nonchè di quelli del ponte di misura, ecc.).

Si è proceduto con lentezza anche perchè si è voluto evitare il sensibile errore che può introdurre in queste misure l'effetto Peltier.

La saldatura ancora calda infatti dà luogo come noto ad una differenza di potenziale che, se pur di piccola entità, può alterare le condizioni di azzeramento. Non restava quindi che attendere pazientemente alla fine di ogni saldatura che il collegamento si raffreddasse dopo di essere stato molto ben riscaldato per la corretta esecuzione della saldatura. Anche per questo motivo i collegamenti del pacco metallico del braccio variabile sono stati invece realizzati con morsetti a vite e filo di rame nudo da 2 mm di diametro. I dadi furono serrati a dovere con chiave tubolare. In pratica i due metalli entrano così in intimo contatto e la superficie di questi per conseguenza, messa completamente al riparo dall'influenza ossidante dell'atmosfera.

3. - I RISULTATI E L'ALIMENTAZIONE DEL PONTE.

Il grado di precisione conseguibile dipende in larga misura dalla precisione dell'azzeramento e quindi dalla bontà della lettura realizzata con il galvanometro. Un buon galvanometro a riflessione darà senz'altro buoni risultati ma ha un costo quasi proibitivo per il radioamatore superando con facilità le 100.000 lire.

Si può aggirare l'ostacolo con un piccolo alimentatore ed un galvanometro a indice di buona sensibilità. È necessario che quest'ultimo possieda un buon ritorno a zero vale a dire un campo magnetico molto intenso tale da realizzare una buona sensibilità con un buon gioco di molle antagoniste.

Varrà inoltre la pena di realizzare un indice abbastanza lungo (generalmente gli strumenti di zero hanno un indice lungo circa il doppio degli strumenti di tipo normale) così da mettere in evidenza anche i più deboli spostamenti della bobina mobile.

Altra condizione valida è un buon smorzamento. L'alimentazione invece, come si può rilevare dalla fig. 4, non richiede alcuna particolare attenzione e può venir realizzata con facilità da chiunque.

Così alimentando con 200 V (che scendono a 130 circa col carico) nel campo di misura da 1 a 10 MΩ ed in quello da 100.000 Ω a 1 MΩ e con le altre prese da 100 e 50 V le portate inferiori, si arriva ad alimentare convenientemente il ponte ottenendo, come già si è detto nelle pagine precedenti, una buona sensibilità per i valori elevati ed intermedi e condizioni meno buone per i valori inferiori del campo di misura del ponte.

In pratica si arriva così ad un'approssimazione del ± 0.5 per mille per i valori medi ed alti restando comunque sotto l'1 per mille con sicurezza per i valori bassi.

È bene che il filtraggio sia curato perchè, dato che le resistenze sono del tipo induttivo, un residuo di alternanza comporterebbe errore di misura.

La resistenza da 3000 Ω dell'alimentatore che serve da primo filtraggio ha pure il compito di autolimitare con le altre da 10 e 5 kΩ la tensione al valore più opportuno per il massimo di dissipazione ammissibile per le resistenze del ponte, anche se queste verranno alimentate solo per breve tempo tramite tasto inserito in serie all'alimentazione.

Per qualsiasi dato o ulteriore spiegazione che si rendessero necessari, sono fin d'ora, tramite la Redazione, a disposizione dei lettori. *

Crisi Ricorrente

(segue da pag. 385)

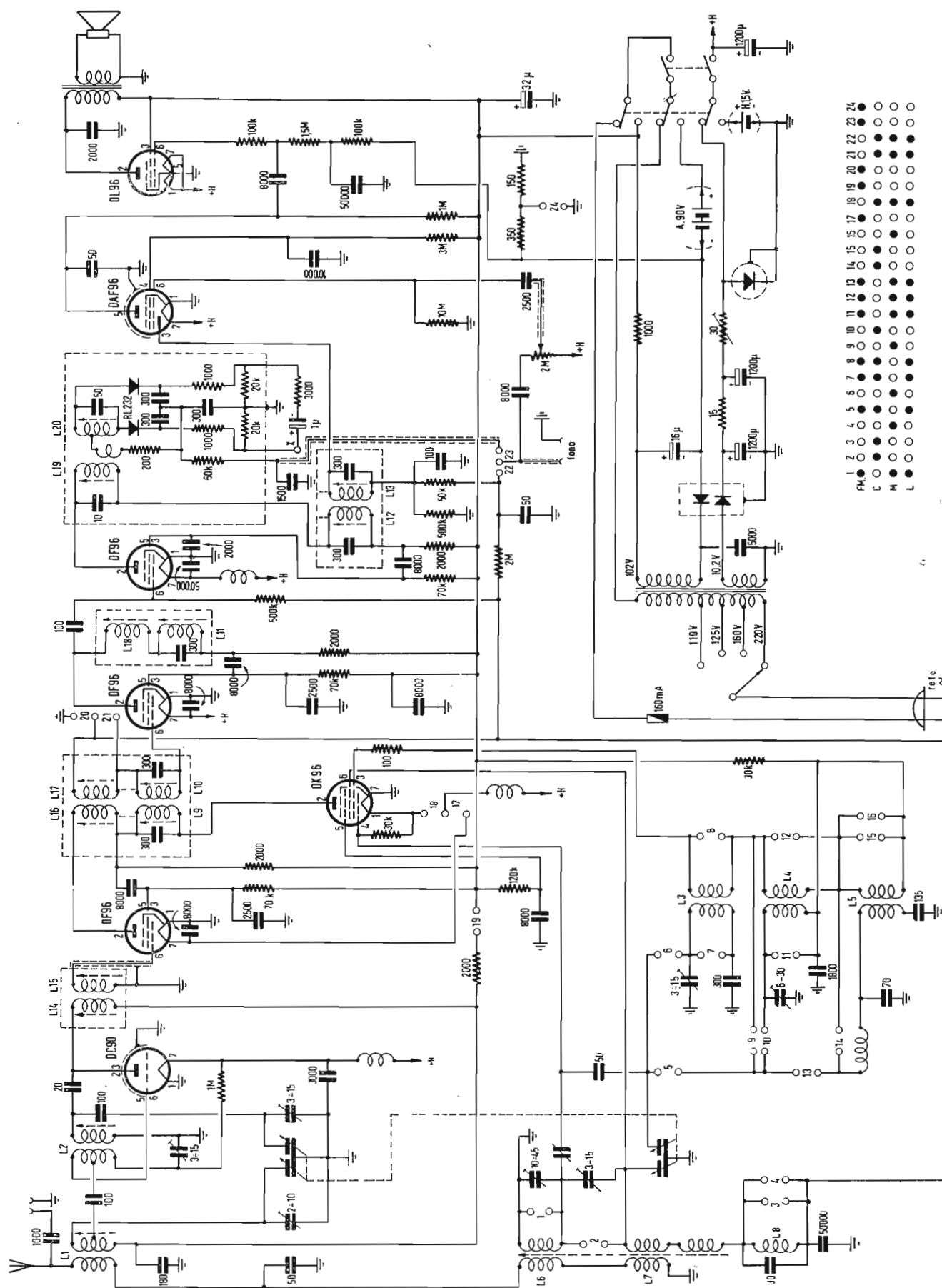
Vi è un pubblico più numeroso di quanto si creda che gradirebbe immensamente un tal genere di programmi: durata di ogni episodio da 20 minuti a mezz'ora.

Naturalmente tale crisi non è dovuta unicamente alla qualità dei programmi, ma anche, diremmo quasi in egual misura, al sistema dell'unico programma disponibile, oggi imperante in Italia.

La possibilità della scelta immediata fra due programmi irradiati contemporaneamente, aumenterebbe enormemente l'interesse della TV e di conseguenza il numero dei telespettatori. Ciò non è fantasia ma esperienza probante che ci viene dall'Inghilterra ove da quando è entrata in attività (due anni or sono) una seconda Società di trasmissioni TV il numero di telespettatori è passato da 3 milioni e mezzo ad oltre 7 milioni.

E si noti che la duplicità del programma, specialmente se realizzata attraverso l'attività di due società distinte, ha il grande vantaggio del miglioramento automatico della qualità dovuta ad una salutare e stimolante concorrenza.

E' questa ormai la soluzione inevitabile e saggiamente consigliabile ai governanti del nostro paese per trarre la TV dall'attuale situazione, avviandola quanto più presto possibile verso quel rigoglioso sviluppo che la moltitudine dei lavoratori nel settore Radio-TV si augura e si merita.

A. Banfi

SCHEMA ELETTRICO DEL RADIORICEVITORE AM - FM, PHONOLA 815

MILANO
ICE
ITALIA

SENSAZIONALE!!!

Analizzatore TESTER Modello 650 I. C. E. da 100.000 ohms per volt

La I.C.E. visto l'enorme successo dei Suoi Tester mod. 630 e 680 da 5.000 e 20.000 Ohms per Volt è ora orgogliosa di presentare ai Tecnici Italiani e stranieri il primo Tester Analizzatore costruito in Europa con la **sensibilità di 100.000 (centomila) ohms per Volt!! 10 µA. fondo scala!! L'Analizzatore che fa le veci dei migliori Voltmetri a valvola** ma che non ne ha gli inconvenienti di instabilità e durata dovuti alle valvole ed all'alimentazione in corrente alternata! Analizzatore che per le sue caratteristiche di robustezza è paragonabile ai migliori Tester da 20.000 e 5.000 ohms per Volt. L'Analizzatore che la concorrenza, anche questa volta, cercherà di imitare senza però riuscire ad uguagliarne le qualità e le doti tecniche!

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

- **Altissima sensibilità** sia in corrente continua (**100.000 ohms per Volt**) che in corrente alternata (2.000 ohms per Volt)
- Misure d'intensità in corrente continua **10 (dieci) Microamper fondo** scala; 100 µA; 1 mA; 10 mA; 100 mA; 1 Amp.; fondo scala corrente continua.
- **Misure d'intensità in corrente alternata**
  1 mA. c.a.; 10 mA. c.a.; 100 mA. c.a.; 1 Amp. c.a.
- Misure Voltmetriche corrente continua **0,1 Volt.** - 0,5 Volt - 1 Volt - 5 Volt - 10 Volt. - 20 Volt - 100 Volt. - 500 Volt. c.a.
- Misure Volmetriche in corrente alternata (con sensibilità di 2000 ohms per Volt) 5 Volt - 25 Volt - 50 Volt. - 250 Volt. - 500 Volt e 1000 Volt. c.a.
- Misure di resistenza ottenute direttamente con la sola batteria tascabile da 4,5 Volt contenuta nello stesso Analizzatore:
  Ohm x 1 - ohm x 10 - ohm x 100 - ohm x 1000 - ohm x 10.000 con possibilità di letture **da 1 ohm a 100 Megaohm.**
  Una sola scala per tutte le letture in c.c. e una sola scala per tutte le letture in c.a.!
- Misure in corrente alternata ottenute con due diodi al Germanio per basse ed alte frequenze.
- **Strumento con ampia scala di mm. 125 x 100.**
  Assenza di commutatori sia rotanti che a leva! Sicurezza di precisione nelle letture ed eliminazione di guasti dovuti a contatti imperfetti.
- Misure d'ingombro mm. 195x135x75. Peso grammi 1200.
- Data l'esecuzione in grandissime serie il PREZZO è stato contenuto a titolo di propaganda per i Tecnici e per i rivenditori in sole **L. 36.000.** franco nostro stabilimento.
- **Astuccio in vinilpelle e fodera velluto L. 1000.**

I.C.E. INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE
MILANO Via Rutilia, 19/18 - Telef. 531.554 - 5 - 6

STRUMENTI DI ALTA PRECISIONE PER TUTTE LE MISURE ELETTRICHE

MILANO
ICE
ITALIA

VOLTMETRI - AMPEROMETRI
WATTMETRI - COSFIMETRI
FREQUENZIMETRI - REGISTRATORI
STRUMENTI CAMPIONE

INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE

MILANO - VIA RUTILIA 19/18
TELEFONI: 531.554/5/6
TELEGRAMMI: ICE - RUTILIA - MILANO